

JP9307526A DIGITAL BROADCAST RECEIVER

## Bibliography

### DWPI Title

Digital broadcasting receiver that uses orthogonal frequency division multiplexing has FFT processor for converting orthogonal frequency division multiplexing signal expressed in time domain into demodulation data expressed in frequency domain

### Original Title

DIGITAL BROADCAST RECEIVER

### Assignee/Applicant

Standardized: MITSUBISHI ELECTRIC CORP

Original: MITSUBISHI ELECTRIC CORP

### Inventor

OKUBO TADATOSHI ; TAURA KENICHI ; TSUJISHITA MASAHIRO ; OSUGA YOSHIHARU

### Publication Date (Kind Code)

1997-11-28 (A)

### Application Number / Date

JP1996123408A / 1996-05-17

### Priority Number / Date / Country

JP1996123408A / 1996-05-17 / JP

## Abstract

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To correct even a frequency deviation being an integer multiple of a carrier frequency interval by refraction the result of applying a specific product sum arithmetic operation to a frequency area complex data array.

**SOLUTION:** An OFDM digital broadcast signal is given to an antenna 1, a mixer 3 uses an oscillation

signal from a voltage controlled oscillator 10 to convert the signal frequency into an intermediate frequency and the signal is demodulated into an in-phase and an orthogonal phase signal component by a quadrature demodulator 5, they are given to a FFT processing unit 7, in which they are processed into complex data in a frequency region and the result is outputted to a digital output terminal 9 via an error correction device 8. A phase correction device 13 applies phase correction processing to an array of frequency region complex data by using complex data denoting a phase reference specified value and the result is fed to a product sum computing element 12. The product sum computing element 12 calculates products between elements apart by a same number before and after each concerned element and their total sum and gives the result of product sum operation to a detector 11. The detector 11 controls an oscillated frequency of a voltage controlled oscillator 10 so that a maximum value of the product sum operation appears at a prescribed element position of the phase reference specified value array.



#### 【特許請求の範囲】

【請求項1】 各キャリアが位相変調（PSK）された直交周波数分割多重（OFDM）伝送方式を用いるデジタル放送において、各キャリアの参照用の固定パターンシンボル（位相参照シンボル）を受信して得る周波数領域の復調データの配列に対して、受信機内にあらかじめ保持する位相参照シンボルの既定値の共役複素数の配列を各要素ごとに乗じる処理を行う位相補正手段と、前記手段の出力配列を特定の周波数の要素を中心として前後に同一個数離れた要素同士を乗算し結果を加算する積和演算手段とを備え、前記位相参照シンボル復調データの配列と位相参照シンボル既定値の共役複素数の配列とが所定の対応関係にある場合及び各配列の要素が所定の対応関係から複数データ分互いにシフトした関係にある場合について前記位相補正、積和演算の各処理を行い、処理結果の絶対値が最大となる場合の前記対応関係を求め、この対応関係の所定の対応関係からの差と、前記積和演算手段で中心とした要素の周波数に基づき放送周波数への同調制御を行う手段を備えたことを特徴とするデジタル放送受信機。

【請求項2】 各キャリアが位相変調されたOFDM伝送方式を用いるデジタル放送において、位相参照シンボルを受信して得る周波数領域の復調データの配列に対して、受信機内にあらかじめ保持する位相参照シンボルの既定値の共役複素数の配列を各要素ごとに乗じる処理を行う位相補正手段と、前記手段の出力配列を特定の周波数の要素を中心として前後に同一個数離れた要素同士を乗算し結果を加算する積和演算手段とを備え、前記位相参照シンボル復調データの配列と位相参照シンボル既定値の共役複素数の配列とが所定の対応関係にある場合及び各配列の要素が所定の対応関係から複数データ分互いにシフトした関係にある場合について前記位相補正、積和演算の各処理を行い、処理結果の絶対値が最大となる場合の前記対応関係を求め、この対応関係の所定の対応関係からの差と、前記積和演算手段で中心とした要素の周波数と、前記絶対値が最大となる積和演算結果の位相とに基づき放送周波数への同調制御を行う手段を備えたことを特徴とするデジタル放送受信機。

【請求項3】 各キャリアが位相変調されたOFDM伝送方式を用いるデジタル放送において、位相参照シンボルを受信して得る周波数領域の復調データの配列に対して、受信機内にあらかじめ保持する位相参照シンボルの既定値の共役複素数の配列を各要素ごとに乗じる処理を行う位相補正手段と、前記手段の出力を逆FFT処理する手段と、前記処理結果のピークを検出しそのピーク位置に応じて、受信した時間領域の連続した信号を周波数領域に変換する処理単位（シンボル）に切り分けるタイミングをのずれを検出する手段と、タイミングずれに応じてシンボル切り分けタイミングを制御する手段を備え、とともに、前記位相補正手段の出力配列を特定の周波

数の要素を中心として前後に同一個数離れた要素同士を乗算し結果を加算する積和演算手段とを備え、前記位相参照シンボル復調データの配列と位相参照シンボル既定値の共役複素数の配列とが所定の対応関係にある場合及び各配列の要素が所定の対応関係から複数データ分互いにシフトした関係にある場合について前記位相補正、積和演算の各処理を行い、処理結果の絶対値が最大となる場合の前記対応関係を求め、この対応関係の所定の対応関係からの差と、前記積和演算手段で中心とした要素の周波数と、前記タイミング検出手段のタイミング検出結果と、前記絶対値が最大となる積和演算結果の位相とに基づき放送周波数への同調制御を行う手段を備え、放送周波数への同調制御状態により前記逆FFT、タイミング制御を抑制する手段を備えたことを特徴とするデジタル放送受信機。

【請求項4】 各キャリアが位相変調されたOFDM伝送方式を用いるデジタル放送において、受信した時間領域のOFDM信号を周波数領域に変換するFFT処理手段と、各キャリアについて前記FFT出力シンボルとひとつ前のシンボルとの位相差をとる差動復調手段と、前記各キャリアの差動復調結果を送信側の位相変調の相数分だけそれぞれ自乗し、平均を取る位相誤差検出手段を備え、とともに、位相参照シンボルを受信して得る周波数領域の復調データの配列に対して、受信機内にあらかじめ保持する位相参照シンボルの既定値の共役複素数の配列を各要素ごとに乗じる処理を行う位相補正手段と、前記手段の出力配列を特定の周波数の要素を中心として前後に同一個数離れた要素同士を乗算し結果を加算する積和演算手段とを備え、前記位相参照シンボル復調データの配列と位相参照シンボル既定値の共役複素数の配列とが所定の対応関係にある場合及び各配列の要素が所定の対応関係から複数データ分互いにシフトした関係にある場合について前記位相補正、積和演算の各処理を行い、処理結果の絶対値が最大となる場合の前記対応関係を求め、この対応関係の所定の対応関係からの差と、前記積和演算手段で中心とした要素の周波数と、前記絶対値が最大となる積和演算結果の位相と、前記位相誤差検出手段の出力とに基づき、放送周波数への同調制御を行う手段を備えたことを特徴とするデジタル放送受信機。

【請求項5】 位相参照シンボルを受信して得る周波数領域の復調データの配列に対して、受信機内にあらかじめ保持する位相参照シンボルの既定値の共役複素数の配列を各要素ごとに乗じる処理を行う位相補正手段の出力配列を、OFDM信号のベースバンド周波数が零に相当する要素を中心として前後に同一個数離れた要素同士を乗算し、結果を加算する積和演算手段とを備えたことを特徴とする請求項1～請求項4のいずれかに記載のデジタル放送受信機。

【請求項6】 位相参照シンボルを受信して得る周波数領域の復調データの配列に対して、特定の周波数の要素



を中心として前後に同一個数離れた要素同士を乗算する手段を備えるとともに、位相参照シンボル既定値の共役複素数の配列を、前記特定の周波数の要素及び前記要素から複数個離れた要素を中心として前後に同一個数離れた要素同士を乗算した結果の各配列と、前記受信シンボル乗算結果の配列を、要素ごとに乗算して結果を加算する手段とを備えたことを特徴とする請求項1～請求項5のいずれかに記載のデジタル放送受信機。

【請求項7】 位相補正手段および積和演算手段が位相参照シンボルを受信して得る周波数領域の復調データの配列と、受信機内にあらかじめ保持する位相参照シンボルの既定値の共役複素数の配列の一部分のみ使用するよう構成されたことを特徴とする請求項1～請求項6のいずれかに記載のデジタル放送受信機。

【請求項8】 各キャリアが位相変調されたOFDM伝送方式を用いるデジタル放送において、受信した時間領域のOFDM信号の配列を周波数領域に変換するFFT処理手段と、前記FFT出力シンボルの配列の各要素とキャリア周波数との対応を任意のキャリア周波数だけシフトする手段と、位相補正、積和演算の各処理結果の絶対値が最大となる場合の位相参照シンボル復調データの配列と位相参照シンボル既定値の共役複素数の配列の対応関係の所定の対応関係からの差と、積和演算手段で中心とした要素の周波数に基づき前記キャリアシフト手段を制御する手段を備えたことを特徴とする請求項1～請求項7のいずれかに記載のデジタル放送受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、フレーム内に固定パターンの同期信号を送出する、各キャリアが位相変調（PSK）され直交周波数分割多重（OFDM）変調されたデジタル放送方式に対応するデジタル放送受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】 各キャリアが位相変調（PSK）された直交周波数分割多重（OFDM）デジタル放送方式においては、図7に示すようにアンテナ1より入力されたRF周波数帯域のOFDM信号は、RFアンプ2で増幅され、ミキサ3で電圧制御発振器10より出力される信号と掛け合わせることで中間周波数（IF）信号にダウンコンバートされ、IF増幅器4で帯域制限及び適当な信号レベルへの増幅が行われ、直交復調器5で直交復調されてベースバンド周波数帯域のI（同相）信号成分及びQ（直交）信号成分がA/D変換器6へ入力される。A/D変換器6でデジタルデータに変換された前記I成分及びQ成分の信号はFFT処理器7へ入力され、FFT処理器7において周波数領域の複素数データに変換され、誤り訂正器8へ入力され、誤り訂正後のデータがデジタル出力端子9へ出力される。

【0003】 また、各キャリアが位相変調されたOFDM

M信号では、ミキサ3によりダウンコンバートされる周波数が理想的な場合には、FFT処理器5より出力される各キャリアの位相データはいくつかの特定の位相点に集中している（例えば4相PSK（QPSK）の場合には0、 $\pi/2$ 、 $\pi$ 、 $-\pi/2$ の4点など）。しかし、ミキサ3によりダウンコンバートされる周波数が理想値からずれている場合には、FFT処理器5より出力される各キャリアの位相データは本来の位相点からずれてあらわれる。

【0004】 そこでFFT処理器7より出力されたデータは、位相誤差検出器10へ入力され、各キャリアの位相の本来の位相点からのずれ（位相誤差）が計算され、この位相誤差が周波数ずれ検出器14へ入力される。周波数ずれ検出器14は前記位相誤差が少なくなるように電圧制御発振器10の発振周波数を制御し、ミキサ3によりダウンコンバートされるIF信号の中心周波数は理想的な場合に近づく。これは具体的には、例として各キャリアの変調方式が位相0、 $\pi/2$ 、 $\pi$ 、 $-\pi/2$ の4点を取るQPSKの場合には、FFT処理器7より出力される各キャリアのデータをそれぞれ4乗すれば、この値の位相は理想的にはすべて0（実際は2 $\pi$ の倍数）になっているので、前記4乗した結果をすべて加算した値を位相誤差とする。周波数ずれ検出器11はこの位相誤差を使用して電圧制御発振器10の発振周波数を制御し、電圧制御発振器10から出力された信号はミキサ3へ入力され、これによりミキサ3より出力されるIF信号の中心周波数が決定される。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】 しかし、例えば前記QPSKの場合、ミキサ3によりダウンコンバートされる周波数が理想値からずれている場合で、FFT処理器5より出力される各キャリアの位相データが本来の位相点から約 $\pi/2$ ずれてあらわれることがある。この場合、FFT処理器7より出力される各キャリアのデータをそれぞれ4乗すると、この値の位相はほぼ0（実際は2 $\pi$ の倍数）となり、この結果をすべて加算した値を使って、電圧制御発振器10の発振周波数を制御しても、ミキサ3によりダウンコンバートされる周波数のずれは補正されないという問題がある。これは各キャリアの位相データが本来の位相点から $\pi/2$ や $\pm\pi$ 等ずれる場合についても同様である。また、OFDMのキャリア周波数間隔以上の周波数ずれについても同様に補正されないという問題がある。

【0006】 本発明の目的は各キャリアがPSK変調されたOFDM信号の受信機で、受信信号を周波数ダウンコンバートする際に生じる周波数ずれを検出し、自動的に補正する装置を提供することである。

【0007】

【課題を解決するための手段】 この発明に係るデジタル放送受信機においては、各キャリアの参照用の固定パタ

ーンシンボル（位相参照シンボル）を受信して得る周波数領域の復調データの配列に対して、受信機内にあらかじめ保持する位相参照シンボルの既定値の共役複素数の配列を各要素ごとに乗じる処理を行う位相補正手段と、前記手段の出力配列を特定の周波数の要素を中心として前後に同一個数離れた要素同士を乗算し結果を加算する積和演算手段とを備え、前記位相参照シンボル復調データの配列と位相参照シンボル既定値の共役複素数の配列とが所定の対応関係にある場合及び各配列の要素が所定の対応関係から複数データ分互いにシフトした関係にある場合について前記位相補正、積和演算の各処理を行い、処理結果の絶対値が最大となる場合の前記対応関係を求め、この対応関係の所定の対応関係からの差と、前記積和演算手段で中心とした要素の周波数に基づき放送周波数への同調制御を行う手段を備えたものである。

【0008】また、位相参照シンボルを受信して得る周波数領域の復調データの配列に対して、受信機内にあらかじめ保持する位相参照シンボルの既定値の共役複素数の配列を各要素ごとに乗じる処理を行う位相補正手段と、前記手段の出力配列を特定の周波数の要素を中心として前後に同一個数離れた要素同士を乗算し結果を加算する積和演算手段とを備え、前記位相参照シンボル復調データの配列と位相参照シンボル既定値の共役複素数の配列とが所定の対応関係にある場合及び各配列の要素が所定の対応関係から複数データ分互いにシフトした関係にある場合について前記位相補正、積和演算の各処理を行い、処理結果の絶対値が最大となる場合の前記対応関係を求め、この対応関係の所定の対応関係からの差と、前記積和演算手段で中心とした要素の周波数と、前記絶対値が最大となる積和演算結果の位相とに基づき放送周波数への同調制御を行う手段を備えたものである。

【0009】また、位相参照シンボルを受信して得る周波数領域の復調データの配列に対して、受信機内にあらかじめ保持する位相参照シンボルの既定値の共役複素数の配列を各要素ごとに乗じる処理を行う位相補正手段と、前記手段の出力を逆ＦＴ処理する手段と、前記処理結果のピークを検出しそのピーク位置に応じて、受信した時間領域の連続した信号を周波数領域に変換する処理単位（シンボル）に切り分けるタイミングをのずれを検出す手段と、タイミングずれに応じてシンボル切り分けタイミングを制御する手段を備えるとともに、前記位相補正手段の出力配列を特定の周波数の要素を中心として前後に同一個数離れた要素同士を乗算し結果を加算する積和演算手段とを備え、前記位相参照シンボル復調データの配列と位相参照シンボル既定値の共役複素数の配列とが所定の対応関係にある場合及び各配列の要素が所定の対応関係から複数データ分互いにシフトした関係にある場合について前記位相補正、積和演算の各処理を行い、処理結果の絶対値が最大となる場合の前記対応関係を求め、この対応関係の所定の対応関係からの差と、前

記積和演算手段で中心とした要素の周波数と、前記タイミング検出手段のタイミング検出結果と、前記絶対値が最大となる積和演算結果の位相とに基づき放送周波数への同調制御を行う手段を備え、また、放送周波数への同調制御状態により前記逆ＦＴ、タイミング制御を抑制する手段を備えたものである。

【0010】また、受信した時間領域のＯＦＤＭ信号を周波数領域に変換するＦＦＴ処理手段と、各キャリアについて前記ＦＦＴ出力シンボルとひとつ前のシンボルとの位相差をとる差動復調手段と、前記各キャリアの差動復調結果を送信側の位相変調の相数分だけそれぞれ自乗し、平均を取る位相誤差検出手段を備えるとともに、位相参照シンボルを受信して得る周波数領域の復調データの配列に対して、受信機内にあらかじめ保持する位相参照シンボルの既定値の共役複素数の配列を各要素ごとに乗じる処理を行う位相補正手段と、前記手段の出力配列を特定の周波数の要素を中心として前後に同一個数離れた要素同士を乗算し結果を加算する積和演算手段とを備え、前記位相参照シンボル復調データの配列と位相参照シンボル既定値の共役複素数の配列とが所定の対応関係にある場合及び各配列の要素が所定の対応関係から複数データ分互いにシフトした関係にある場合について前記位相補正、積和演算の各処理を行い、処理結果の絶対値が最大となる場合の前記対応関係を求め、この対応関係の所定の対応関係からの差と、前記積和演算手段で中心とした要素の周波数と、前記絶対値が最大となる積和演算結果の位相と、前記位相誤差検出手段の出力とに基づき、放送周波数への同調制御を行う手段を備えたものである。

【0011】また、位相補正手段の出力配列をＯＦＤＭ信号のベースバンド周波数が零に相当する要素を中心として、前後に同一個数離れた要素同士を乗算し結果を加算する積和演算手段とを備えたものである。

【0012】また、位相参照シンボルを受信して得る周波数領域の復調データの配列に対して、特定の周波数の要素を中心として前後に同一個数離れた要素同士を乗算する手段を備えるとともに、位相参照シンボル既定値の共役複素数の配列を、前記特定の周波数の要素及び前記要素から複数個離れた要素を中心として前後に同一個数離れた要素同士を乗算した結果の各配列と、前記受信シンボル乗算結果の配列を積和演算処理する手段を備えたものである。

【0013】また、位相参照シンボルを受信して得る周波数領域の復調データの配列と、受信機内にあらかじめ保持する位相参照シンボルの既定値の共役複素数の配列の一部分のみを使用する手段を備えたものである。

【0014】また、受信した時間領域のＯＦＤＭ信号の配列を周波数領域に変換するＦＦＴ処理手段と、前記ＦＦＴ出力シンボルの配列の各要素とキャリア周波数との対応を任意のキャリア周波数分だけシフトするキャリア

シフト手段と、位相補正、積和演算の各処理結果の絶対値が最大となる場合の位相参照シンボル復調データの配列と位相参照シンボル既定値の共役複素数の配列の対応関係の所定の対応関係からの差と、積和演算手段で中心とした要素の周波数に基づき前記キャリアシフト手段を制御する手段を備えたものである。

【0015】

【発明の実施の形態】この発明の実施の形態であるデジタル放送受信機においては、受信信号を周波数ダウンコンバートする際に同調周波数にずれが生じた場合には、位相参照シンボル復調データの配列と位相参照シンボル既定値の共役複素数の配列とを、所定の対応関係及び各配列の要素が所定の対応関係から複数データ分互いにシフトした関係について位相補正、積和演算処理すると、各対応関係における演算結果の絶対値の最大値が周波数ずれに応じて、所定の対応関係からシフトした関係のときに現れるため、前記演算結果の絶対値の最大値が所定の対応関係のときに現れるよう同調制御するように働く。

【0016】また、この発明の実施の形態であるデジタル放送受信機においては、受信信号を周波数ダウンコンバートする際に同調周波数にずれが生じた場合には、位相参照シンボル復調データの配列と位相参照シンボル既定値の共役複素数の配列とを、所定の対応関係及び各配列の要素が所定の対応関係から複数データ分互いにシフトした関係について位相補正、積和演算処理すると、各対応関係における演算結果の絶対値が最大となる値の位相が周波数ずれ及び前記積和演算の中心とした周波数に応じて変化するため、前記演算結果の絶対値が最大となる値の位相が周波数ずれ等を示すよう同調制御するように働く。

【0017】また、この発明の実施の形態であるデジタル放送受信機においては、受信した時間領域の連続した信号をシンボル単位の配列に切り分けてF/T処理手段へ出力する際に切り分けタイミングにある程度ずれが生じた場合、位相参照シンボル復調データの配列と位相参照シンボル既定値の共役複素数の配列とを、所定の対応関係で位相補正、逆F/T処理し、前記タイミングずれに応じて変化する前記F/T処理結果の配列にピークの現れる要素の位置からシンボル切り分けタイミングずれを検出し補正するように働くとともに、受信信号を周波数ダウンコンバートする際に同調周波数にずれが生じた場合、位相参照シンボル復調データ配列と位相参照シンボル既定値の共役複素数の配列の各要素を、所定の対応関係及び所定の対応関係から複数データ分互いにシフトした関係について位相補正、積和演算処理すると、各対応関係における演算結果の絶対値の最大値がOFDMのキャリア周波数間隔単位の周波数ずれに応じて、所定の対応関係からシフトした関係のときに現れ、前記絶対値が最大となる値の位相が前記積和演算手段で中心とした

要素の周波数と、前記タイミングずれ検出結果と、前記絶対値が最大となる積和演算結果の位相とに応じて変化するため、前記演算結果の絶対値が最大となる値が周波数ずれ等を示すよう同調制御するように働く。また、F/T処理手段への入力シンボル切り分けタイミングにある程度ずれが生じた場合にも、タイミングずれを補正する処理を適宜省略するように働く。

【0018】また、この発明の実施の形態であるデジタル放送受信機においては、受信信号を周波数ダウンコンバートする際に同調周波数にずれが生じた場合には、受信した周波数領域のOFDM信号の差動復調結果の配列の各要素を位相変調の相数分だけそれぞれ自乗し（例えば各キャリアが4相位変調されている場合は、4乗する）、平均をとることで、キャリア周波数間隔以下の周波数ずれを位相参照シンボルによらずに求めるとともに、位相参照シンボル復調データの配列と位相参照シンボル既定値の共役複素数の配列とを、所定の対応関係及び各配列の要素が所定の対応関係から複数データ分互いにシフトした関係について位相補正、積和演算処理することで、周波数ずれを位相参照シンボルによっても求めることにし、同調制御するように働く。

【0019】また、位相補正手段の出力配列のOFDM信号のベースバンド周波数が零に相当する要素を中心とした場合には、各対応関係における積和演算結果の絶対値が最大となる値の位相が周波数ずれに応じて変化するため、前記演算結果の絶対値が最大となる値の位相が周波数ずれ等を示すよう同調制御するように働く。

【0020】また、受信した周波数領域の位相参照シンボルの配列を特定の周波数の要素を中心として前後に同一個数離れた要素同士を乗算するとともに、位相参照シンボル既定値の共役複素数の配列を、前記特定の周波数の要素及び前記要素から複数個離れた要素を中心として前後に同一個数離れた要素同士を乗算した結果の各配列と、前記受信シンボル乗算結果の配列を積和演算処理し、結果の絶対値が最大となる値に応じて同調制御するように働く。

【0021】また、位相参照シンボル復調データの配列の部分配列と位相参照シンボル既定値の共役複素数の配列の部分配列とを、所定の対応関係及び各配列の要素が所定の対応関係から複数データ分互いにシフトした関係について前記位相補正、積和演算処理し、各対応関係における演算結果の絶対値が最大となる値に応じて同調制御するように働く。

【0022】また、受信信号を周波数ダウンコンバートする際に同調周波数にキャリア周波数間隔以上の周波数ずれが生じた場合には、受信した時間領域のOFDM信号の配列をF/T処理した結果の配列の各要素とキャリア周波数との対応をずれに最も近いキャリア周波数分だけシフトするように働く。

【0023】以下、この発明をその実施の形態を示す図

面に基いて具体的に説明する。

実施の形態1. 各キャリアが4相位相変調(QPSK)されたOFDMデジタル放送では、適当な時間単位ごとに一定の形式でフレームを構成し、フレーム単位でデータを連続して伝送を行う。ここで放送側のベースバン

ドの1フレームの信号  $s(t)$  は、以下の(1)式で与えられる。

【0024】  
【数1】

$$s(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=-\frac{K}{2}}^{\frac{K}{2}} z_{l,k} b(t - lT_s) e^{2j\pi k F_s(t - lT_s)} \cdots (1)$$

【0025】ただし、OFDMのキャリア数を  $K+1$ 、キャリア周波数間隔を  $F_s$ 、1シンボルの長さを  $T_s$ 、 $=1/F_s$ 、1フレーム内のシンボル数を  $L$  であると

し、 $b(t)$  は、  
【0026】  
【数2】

$$b(t) = \begin{cases} 1 & 0 < t < T_s \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \cdots (2)$$

【0027】とする。また、 $z_{l,k}$  はデジタルデータをQPSK変調にマッピングしたもので、2ビットのデータ00、01、10、11はそれぞれ1、j、-1、-j(それぞれ位相0、 $\pi/2$ 、 $\pi$ 、 $-\pi/2$ )の4値にマ

ップされる。

【0028】受信側でのフレーム同期のために、各フレームの先頭シンボル(1=0)期間だけ信号レベルを0(以下これをヌルシンボルと呼ぶ)とする。

【0029】また、ヌルシンボルの次のシンボル(1=1)では、受信側で既知の固定パターンの信号(位相参

照シンボル)を送送する。すなわち位相参照シンボルのパターン列を  $z_{-K/2}, \dots, z_{K/2}$  として、

【0031】  
【数3】

となるような位相参照シンボルを送信する。  
【0030】ここで、送信側のベースバンドの位相参照シンボル  $x(t)$  は、

$$x(t) = \sum_{k=-\frac{K}{2}}^{\frac{K}{2}} z_k b(t - T_s) e^{2j\pi k F_s(t - T_s)} \cdots (5)$$

【0032】で、これは送信機で中心周波数  $f_c$  に、直交変調して送信される。

7へ入力され、FFT処理器7において周波数領域の複素数データに変換され、誤り訂正器8へ入力され、誤り訂正後のデータがデジタル出力端子9へ出力される。

【0033】図1はこの発明の実施の形態1であるデジタル放送受信機を示すもので、図において、アンテナ1より入力されたRF周波数帯域のOFDM信号は、RFアンプ2で増幅され、ミキサ3で電圧制御発振器10より出力される信号と掛け合わせることで中間周波数(IF)信号にダウンコンバートされ、IF増幅器4で帯域制限及び適当な信号レベルへの増幅が行われ、直交復調器5で直交復調されてベースバンド周波数帯域のI(同相)信号成分及びQ(直交)信号成分がA/D変換器6へ入力される。A/D変換器6でデジタルデータに変換された前記I成分及びQ成分の信号はFFT処理器

【0034】ここで、位相補正器13～積和演算器12のブロックは周波数ずれ検出演算部101である。

【0035】また、FFT処理器7で周波数領域に変換された位相参照シンボルの配列の各要素  $X^{\square}(\omega_k)$  ( $k=-K/2, \dots, K/2$ ) が位相補正器13に入力される。

【0036】位相補正器13においては、 $X^{\square}(\omega_k)$  ( $k=-K/2, \dots, K/2$ ) に位相補正処理を行ったデータ  $Y^{\square}_i(\omega_k)$  を要素とする配列が適当な  $i$  の範囲で以下のように計算される。

【数4】

【0037】 $i$  の各値について位相補正器13で計算された配列の各要素  $Y^{\square}_i(\omega_k)$  ( $k=-K/2, \dots, K/2$ ) は積和演算器12へ入力され、各  $i$  ごとに  $m$  番目の要素を中心として前後に同一個数離れ

た要素同士が乗算された結果が加算されて周波数ずれ検出器11へ各  $i$  についての積和演算結果  $W_i$  が入力される。ここで、 $W_i$  は以下の式のようになる。

【0038】

【数4】

$$W_i = \sum_{n=0}^{\frac{K}{2}-m} Y_i(\omega_{m+n}) Y_i(\omega_{m-n}) \quad \dots \{7\}$$

【0039】周波数ずれ検出器11においては、適当なiの範囲について計算された $W_i$ の絶対値が最大となるiの値が検出され、そのときのiが+ならば電圧制御発振器10の発振周波数を低く、-ならば発振周波数を高くし、i=0となるように電圧制御発振器10の発振周波数を制御する。

【0040】以下、この $W_i$ の計算に基づく周波数誤差検出の処理について詳述する。まず、周波数ダウンコン

バートが正しく動作しており、受信側のベースバンド信号 $x_{\square}(t)$ が送信信号 $x(t)$ に等しいとみなせる場合について説明する。

【0041】ここで、キャリアkに対応した送信側の位相参照シンボル $x_k(t)$ を、

【0042】

【数5】

$$x_k(t) = z_k b(t - T_s) e^{2j\pi k F_s(t - T_s)} \quad \dots \{8\}$$

【0043】とするとき、 $x_k(t)$ を周波数領域に変換した $X_k(\omega)$ は、

【0044】

【数6】

$$X_k(\omega) = z_k T_s \frac{\sin \frac{\omega - \omega_k}{2} T_s}{\frac{\omega - \omega_k}{2} T_s} e^{j \frac{\omega - \omega_k}{2} T_s} \quad \dots \{9\}$$

【0045】と表せる。ただし、 $\omega_k = 2\pi k F_s$ である。

【0047】

【数7】

【0046】ここで、 $x(t)$ は、

$$x(t) = \sum_{k=-\frac{K}{2}}^{\frac{K}{2}} x_k(t) \quad \dots \{10\}$$

【0048】であるから、 $X(\omega)$ も、

【数8】

【0049】

$$X(\omega) = \sum_{k=-\frac{K}{2}}^{\frac{K}{2}} X_k(\omega) \quad \dots \{11\}$$

【0050】である。また、 $x(t)$ から $X(\omega_{-K/2}), \dots, X(\omega_{K/2})$ は高速フーリエ変換(FFT) アルゴリズムを使用して、効率的に計算する

ことができ、上記の(9)式から、 $\omega = \omega_k$ で $i \neq k$ のとき $X_i(\omega_k) = 0$ であるから、

... (12)

$k^*$ は、(9)式、(12)式より、

【0051】このとき、 $Y_0(\omega_k) = X(\omega_k) z$

$$Y_0(\omega_k) = T_s \quad \dots \{13\}$$

であるから(ただし $z_{k^*}$ は $z_k$ の共役複素数)、

【数9】

【0052】

$$W_0 = \sum_{n=0}^{\frac{K}{2}-m} T_s^2 = \left(\frac{K}{2} - m + 1\right) T_s^2 \quad \dots \{14\}$$

【0053】となり、加算される各データ $Y_0(\omega_k)$ の位相が同一となることにより、結果として加算したデータ数分の大きさのデータが現れる。

【0054】次に、受信側での周波数ダウンコンバートが完全でなく、受信したベースバンドの位相参照シンボル信号 $x_{\square}(t)$ が送信信号 $x(t)$ に対してキャリ

ア周波数間隔の整数倍の周波数 $\omega_N$  だけずれている場合

$$\begin{aligned} Y_{-i}^{\blacksquare}(\omega_k) &= X^{\blacksquare}(\omega_k) z_{k-i}^{-*} \\ &= X(\omega_k - \omega_N) z_{k-i}^{-*} \\ &= X(\omega_{k-N}) z_{k-i}^{-*} \end{aligned} \quad \dots (15)$$

のデータ列 $Y_{-i}^{\blacksquare}(\omega_{-K/2}), \dots, Y_{-i}^{\blacksquare}(\omega_{K/2})$

を計算し、これから(7)式により $W_i$ を計算すれば、  
(15)式より $i=N$ の場合に $W_i$ は絶対値が最大となる。  
 $i \neq N$ の場合には、位相補正後の各データの位相が異なるため、その加算結果 $W_i$ の絶対値は $i=N$ の場合に比べ著しく小さくなる。従って、上記の手法で $W_i$ の絶対値が最大となる $i$ を求めることで、受信時の周波数

$$x'(t) = \sum_{k=-\frac{K}{2}}^{\frac{K}{2}} z_k b(t - T_s - \Delta t) e^{2j\pi k F_s (t - T_s - \Delta t)} \quad \dots (16)$$

【0057】となる。このとき $k$ 番目のキャリアに対応した周波数領域の位相参照シンボル $X^{\blacksquare}_k(\omega)$ は、

$$X'_k(\omega) = z_k T_s \frac{\sin \frac{\omega - \omega_k}{2} T_s}{\frac{\omega - \omega_k}{2} T_s} e^{j \frac{\omega - \omega_k}{2} T_s} e^{j \omega_1 \Delta t} \quad \dots (17)$$

【0059】となる。また、このとき各キャリア周波数で受信した周波数領域の位相参照シンボル $X^{\blacksquare}(\omega_k)$ は $X^{\blacksquare}_k(\omega_k)$ に等しく、位相補正結果 $Y^{\blacksquare}(\omega_k) =$

$$Y_0^{\blacksquare}(\omega_k) = T_s e^{j \omega_1 \Delta t} \quad \dots (18)$$

【0061】となるため、特定の周波数 $\omega_m$ を中心にして、式(7)より $W_0$ を計算すれば、

$$W_0 = \sum_{n=0}^{K-m} T_s^2 e^{2j \omega_1 \Delta t} = \left( \frac{K}{2} - m + 1 \right) T_s^2 e^{2j \omega_1 \Delta t} \quad \dots (19)$$

【0063】となり、特定の周波数 $\omega_m$ 及びシンボル区切りのタイミングずれ $\Delta t$ によって位相が変化するものの、やはり加算したデータ数分の振幅を持つデータが現れる。

【0064】これより、受信側での周波数ダウンコンバートが完全でなく、受信した位相参照シンボルがキャリア周波数間隔の整数倍の周波数 $\omega_N$  だけずれている場合についても同様に、適当な整数 $i$ の範囲でデータ列 $Y_{-i}^{\blacksquare}(\omega_{-K/2}), \dots, Y_{-i}^{\blacksquare}(\omega_{K/2})$ を計算し、これから、 $W_i$ を計算し、 $W_i$ の絶対値が最大となる $i$ を求めることで、OFDM信号受信時のキャリア周波数間隔単位の周波数ずれを効果的に検出し、同調制御することが可能である。

【0065】ところで、位相補正器13〜周波数ずれ検出器11はデジタルシグナルプロセッサ(DSP)等を用いてプログラム処理として構成することも可能であ

は、適当な整数 $i$ の範囲で、

ずれを検出できる。

【0055】また、FFT処理器へ入力される信号のシンボルごとの区切りが完全ではなく、タイミングが $\Delta t$ だけずれた場合の、位相参照シンボルの受信信号 $x^{\blacksquare}(t)$ は、

【0056】  
【数10】

【0058】  
【数11】

$X^{\blacksquare}(\omega_k) z_k^{-*}$ は、  
【0060】  
【数12】

【0062】  
【数13】

る。

【0066】実施の形態2、図2はこの発明の実施の形態2であるデジタル放送受信機の構成を示すブロック図である。図において、アンテナ1より入力されたRF周波数帯域のOFDM信号は、RFアンプ2で増幅され、ミキサ3で電圧制御発振器10より出力される信号と掛け合わせることで中間周波数(IF)信号にダウンコンバートされ、IF増幅器4で帯域制限及び適当な信号レベルへの増幅が行われ、直交復調器5で直交復調されてベースバンド周波数帯域のI(同相)信号成分及びQ(直交)信号成分がA/D変換機6へ入力される。A/D変換器6でデジタルデータに変換された前記I成分及びQ成分の信号はFFT処理器7へ入力され、FFT処理器7において周波数領域の複素数データに変換され、誤り訂正器8へ入力され、誤り訂正後のデータがデジタル出力端子9へ出力される。

【0067】ここで、位相補正器13～積和演算器12のブロックは周波数ずれ検出演算部101である。

【0068】また、FFT処理器7で周波数領域に変換された位相参照シンボルの配列の各要素 $X^{\blacksquare}(\omega_k)$

( $k = -K/2, \dots, K/2$ )が位相補正器13に入力される。

【0069】位相補正器13においては、周波数領域の位相参照シンボルの配列の各要素 $X^{\blacksquare}(\omega_k)$  ( $k = -K/2, \dots, K/2$ )にそれぞれ位相補正処理を行ったデータの配列の各要素 $Y^{\blacksquare}(\omega_k)$ が、適当な $i$ の範囲で式(6)と同様に計算される。

【0070】 $i$ の各値について位相補正器13で計算された配列の各要素 $Y^{\blacksquare}_i(\omega_k)$  ( $k = -K/2, \dots, K/2$ )は、積和演算器12に入力され、周波数要素 $m$ を中心として前後に同一数離れた要素同士が乗算され、各 $i$ ごとに結果が加算されて(キャリア周波数間隔の)周波数ずれ検出器11及び(キャリア周波数間隔以下の)周波数ずれ検出器14へ前記加算結果 $W_i$ が入力される。ここで、 $W_i$ は前記(7)式で表せる。

【0071】(キャリア周波数間隔の)周波数ずれ検出器11においては、適当な $i$ の範囲について計算された $W_i$ の絶対値が最大となる $i$ の値が検出されるとともに、そのときの $W_i$ の位相が検出され、(キャリア周波

数間隔以下の)周波数ずれ検出器14においては、絶対値が最大となるときの $W_i$ の位相が検出される。

【0072】前記 $i$ が十ならば電圧制御発振器10の発振周波数を低く、一ならば発振周波数を高くし、 $i = 0$ となるように電圧制御発振器10の発振周波数を制御するとともに、 $W_i$ の位相のあらかじめ分かっている理想値からのずれに応じて電圧制御発振器10の発振周波数を制御する。

【0073】このように構成されたデジタル放送受信機においては、受信側での周波数ダウンコンバートが完全でなく、受信したベースバンドの位相参照シンボル信号 $x^{\blacksquare}(t)$ が送信信号 $x(t)$ に対してキャリア周波数間隔の整数倍の周波数 $\omega_N$ だけずれている場合は、前記発明の実施の形態1と同様な手段で周波数ずれを補正できる。

【0074】また、受信したベースバンドの位相参照シンボル信号 $x^{\blacksquare}(t)$ が送信信号 $x(t)$ に対してキャリア周波数間隔の以下の周波数 $\Delta\omega$ だけずれている場合について以下に説明する。キャリア $k$ に対応した送信側の周波数領域の位相参照シンボル $X_k(\omega)$ は式

(9)で表され、受信した周波数領域の位相参照シンボルのキャリア $k$ の成分 $X^{\blacksquare}_k(\omega)$ は、

【0075】

【数14】

$$X^{\blacksquare}_k(\omega) = z_k T_s \frac{\sin \frac{\omega - \omega_k - \Delta\omega}{2} T_s}{\frac{\omega - \omega_k - \Delta\omega}{2} T_s} e^{j \frac{\omega - \omega_k - \Delta\omega}{2} T_s} \dots \quad (20)$$

【0076】のように表せる。

【0077】また、ここでは $\omega = \omega_k$ で $i \neq k$ のとき $X^{\blacksquare}_i(\omega_k) = 0$ の関係は成り立たないため、 $X^{\blacksquare}(\omega_k) \neq$

$$X^{\blacksquare}(\omega_k) \approx X^{\blacksquare}_k(\omega_k)$$

とでき、このとき、位相補正結果 $Y^{\blacksquare}_0(\omega_k) = X^{\blacksquare}(\omega_k) z_k^*$ は、

$X_k(\omega_k)$ であるが、 $X^{\blacksquare}(\omega_k)$ に占める $X_k(\omega_k)$ 成分の割合は他のキャリアからの干渉成分に比べて十分に大きいので、

$$\dots \quad (21)$$

【0078】

【数15】

$$Y^{\blacksquare}_0(\omega_k) = T_s \frac{\sin \frac{\Delta\omega}{2} T_s}{\frac{\Delta\omega}{2} T_s} e^{j \frac{\Delta\omega}{2} T_s} \dots \quad (22)$$

【0079】となり、積和演算結果 $W_0$ は、

【数16】

【0080】

$$W_0 = \sum_{n=0}^{K/2} \left( T_s \frac{\sin \frac{\Delta\omega}{2} T_s}{\frac{\Delta\omega}{2} T_s} e^{j \frac{\Delta\omega}{2} T_s} \right)^2 \\ = \left( \frac{K}{2} - m + 1 \right) \left( T_s \frac{\sin \frac{\Delta\omega}{2} T_s}{\frac{\Delta\omega}{2} T_s} \right)^2 e^{j \Delta\omega T_s} \dots \quad (23)$$

【0081】となるため、周波数ずれの大きさ $\Delta\omega$ に応じて振幅が $\sin(\Delta\omega T_S/2)/(\Delta\omega T_S/2)$ で減少し、位相が基準点からずれてゆくデータを加算したものが得られ、これによってキャリア周波数間隔以下の周波数ずれを検出し、補正できる。

【0082】ところで、位相補正器13、積和演算器12、(キャリア周波数間隔の)周波数ずれ検出器11、(キャリア周波数間隔以下の)周波数ずれ検出器14はデジタル信号プロセッサ(DSP)等を用いてプログラム処理として構成することも可能である。

【0083】実施の形態3。図3はこの発明の実施の形態3であるデジタル放送受信機の構成を示すブロック図である。図において、アンテナ1より入力されたRF周波数帯域のOFDM信号は、RFアンプ2で増幅され、ミキサ3で電圧制御発振器1より出力される信号と掛け合わせることで中間周波数(IF)信号をダウンコンバートされ、IF増幅器4で帯域制限及び適当な信号レベルへの増幅が行われ、直交復調器5で直交復調されてベースバンド周波数帯域のI(同相)信号成分及びQ(直交)信号成分がA/D変換器6へ入力される。(A/D変換器6でデジタルデータに変換された前記I成分及びQ成分の信号はシンボル選択器15へ入力されシンボルごとに区別されてFFT処理器7へ入力され、FFT処理器7において周波数領域の複素数データに変換され、誤り訂正器8へ入力され、誤り訂正後のデータがデジタル出力端子9へ出力される。

【0084】ここで、位相補正器13と積和演算器12のブロックを周波数ずれ検出演算部101である。

【0085】また、FFT処理器7で周波数領域に変換された位相参照シンボルの配列の各要素 $X^{\blacksquare}(\omega_k)$  ( $k=-K/2, \dots, K/2$ )が位相補正器13に入力される。

【0086】位相補正器13においては、周波数領域の位相参照シンボルの配列の各要素 $X^{\blacksquare}(\omega_k)$  ( $k=-K/2, \dots, K/2$ )に位相補正処理を行ったデータの配列 $Y^{\blacksquare}_i(\omega_k)$ が適当なiの範囲で(6)式により計算される。

【0087】iの各値について位相補正器13で計算された配列の各要素 $Y^{\blacksquare}_i(\omega_k)$  ( $k=-K/2, \dots, K/2$ )は、積和演算器12へ入力され、周波数要素 $\omega_m$  (mは整数)を中心として前後に同一間数離れた要素同士が乗算され、各iごとに結果が加算され、演算結果 $W_i$ が周波数ずれ検出器11へ入力される。ここで、 $W_i$ は(7)式により表される。

【0088】また、周波数ずれ検出器11においては、適当なiの範囲について計算された $W_i$ の絶対値が最大となるiの値が検出されるとともに、そのときの $W_i$ の位相が検出され、iが+ならば電圧制御発振器10の発振周波数を低く、-ならば発振周波数を高くし、i=0となるように電圧制御発振器10の発振周波数を制御す

る。

【0089】また、積和演算器12で計算された $W_i$ の絶対値が最大となるiについて、位相補正器13で計算された配列の各要素 $Y^{\blacksquare}_i(\omega_k)$  ( $k=-K/2, \dots, K/2$ )は逆FFT処理器17へ入力され、逆FFT処理されて配列 $\{ \dots, y^{\blacksquare}_i(t), \dots \}$ がそれぞれタイミングずれ検出器18へ入力される。

【0090】タイミングずれ検出器18は入力された配列 $\{ \dots, y^{\blacksquare}_i(t), \dots \}$ のピーク値及びピークを取る時刻を求め、これからタイミングずれを検出し、タイミング制御器19に出力する。

【0091】タイミング制御器19は、前記タイミングずれ検出器18からの出力に応じてシンボル選択器15をデータ区切りがシンボル区切りと一致するように調整する。

【0092】また、周波数ずれ検出器11においては、適当なiの範囲について計算された $W_i$ の絶対値が最大となるときの位相が検出され、 $W_i$ の位相のあらかじめ分かっている理想値からのずれに応じて電圧制御発振器10の発振周波数を制御する。

【0093】また、タイミング制御器は、周波数ずれの検出、補正が正しく行われている場合は、シンボル選択タイミング補正を適度に省略する。

【0094】このように構成されたデジタル放送受信機においても、実施の形態1の例と同様に、シンボル区切りのタイミングにある程度ずれがある場合でも、周波数ダウンコンバート時のキャリア周波数間隔単位の周波数ずれを検出し、補正することができる。

【0095】また、FFT処理器7へ入力される信号のシンボル区切りにタイミングずれ $\Delta t$ がある場合、位相補正器13で適当なiの範囲で位相補正された結果の配列 $\{ \dots, Y^{\blacksquare}_i(\omega_k), \dots \}$ の中で、周波数ずれ検出器11において検出された $W_i$ の絶対値が最大となるiに対応した配列 $\{ \dots, Y^{\blacksquare}_i(\omega_k), \dots \}$ の各要素は位相補正されているため、(18)式の $Y^{\blacksquare}_0(\omega_k)$ と同じく、振幅一定で $\omega_k$ に応じて位相が直線的に変化し、位相の傾きが $\Delta t$ によって決まる。

【0096】このため、前記の配列 $\{ \dots, Y^{\blacksquare}_i(\omega_k), \dots \}$ を逆FFTした配列 $\{ \dots, y^{\blacksquare}_i(t), \dots \}$ はインパルス状となり、ピークが現れる時刻を検出することで、シンボル区切りのタイミングずれ $\Delta t$ を求めることができる。

【0097】また、シンボル区切りのタイミングにある程度のずれ $\Delta t$ があり、 $\Delta t$ は前記手段により既に検出済みであり、周波数ダウンコンバート時にキャリア周波数間隔以下の周波数ずれ $\Delta\omega$ がある場合、位相補正器13で位相補正された結果の配列の各要素 $Y^{\blacksquare}_0(\omega_k)$ は、



$$Y'_0(\omega_k) = T_s \frac{\sin \frac{\Delta\omega}{2} T_s}{\frac{\Delta\omega}{2} T_s} e^{j\frac{\Delta\omega}{2} T_s} e^{j\omega_k \Delta t} \dots (24)$$

【0099】となり、 $\omega_k = 2\pi k F_s$ より $\omega_{m+n} = \omega_m + \omega_n$ であり、 $\omega_{m-n} = \omega_m - \omega_n$ であるから、積和演算結果 $W_0$ は、

【0100】

【数18】

$$\begin{aligned} W_0 &= \sum_{n=0}^{\frac{K}{2}-m} \left( T_s \frac{\sin \frac{\Delta\omega}{2} T_s}{\frac{\Delta\omega}{2} T_s} e^{j\frac{\Delta\omega}{2} T_s} \right)^2 e^{j\omega_{m+n}\Delta t} e^{j\omega_{m-n}\Delta t} \\ &= \left( \frac{K}{2} - m + 1 \right) \left( T_s \frac{\sin \frac{\Delta\omega}{2} T_s}{\frac{\Delta\omega}{2} T_s} \right)^2 e^{j\Delta\omega T_s} e^{2j\omega_m \Delta t} \dots (25) \end{aligned}$$

【0101】となる。また、 $\omega_m$ は $W_0$ の計算の中心とする周波数であるから既知であり、シンボル区切りのずれ $\Delta t$ も既知であるから、(25)式の $W_0$ に含まれる $\omega_m$ 及び $\Delta t$ による位相回転項を排除することでキャリア周波数間隔以下の周波数ずれ $\Delta\omega$ を検出することができる。

【0102】上記のように、シンボル選択タイミングがある程度ずれた場合でも、 $\Delta t$ が検出できている場合は、周波数ずれを検出し、補正することが可能であり、このため、周波数ずれの検出、補正が正しく行われている場合は、シンボル選択タイミングの補正をある程度の割合で省略することもできる。

【0103】ところで、位相補正器13、積和演算器12、周波数ずれ検出器16、逆FFT処理器17、タイミングずれ検出器18はデジタルシグナルプロセッサ(DSP)等を用いてプログラム処理として構成することも可能である。

【0104】実施の形態4、図4はこの発明の実施の形態4であるデジタル放送受信機の構成を示すブロック図であり、図において、アンテナ1より入力されたRF周波数帯域のOFDM信号は、RFアンプ2で増幅され、ミキサー3で電圧制御発振器10より出力される信号と掛け合わせることで中間周波数(IF)信号にダウンコンバートされ、IF増幅器4で帯域制限及び適当な信号レベルへの増幅が行われ、直交復調器5で直交復調されてベースバンド周波数帯域のI(同相)信号成分及びQ(直交)信号成分がA/D変換器6へ入力される。A/D変換器6でデジタルデータに変換された前記I成分及びQ成分の信号はFFT処理器7へ入力され、FFT処

理器7において周波数領域の複素数データに変換され、差動復調器20へ入力され、差動復調されて誤り訂正器8に入力され、誤り訂正後のデータがデジタル出力端子9へ出力される。

【0105】ここで、位相補正器13と積和演算器12のブロックを周波数ずれ検出演算部101である。

【0106】また、FFT処理器7で周波数領域に変換された位相参照シンボルの配列の各要素 $X^{\square}(\omega_k)$  ( $k = -K/2, \dots, K/2$ )が位相補正器13に入力される。

【0107】位相補正器13においては、周波数領域の位相参照シンボルの配列の各要素 $X^{\square}(\omega_k)$  ( $k = -K/2, \dots, K/2$ )に位相補正処理を行ったデータの配列の各要素 $Y^{\square}_i(\omega_k)$ が適当な $i$ の範囲で(6)式のように計算される。

【0108】 $i$ の各値について位相補正器13で計算された配列の各要素 $Y^{\square}_i(\omega_k)$  ( $k = -K/2, \dots, K/2$ )は、積和演算器12に入力され、周波数 $\omega_m$ を中心として前後に同一個数離れた要素同士が乗算され、各 $i$ ごとに結果が加算されて演算結果 $W_i$ が周波数ずれ検出器11へ入力される。ここで、 $W_i$ は(7)式のようになる。

【0109】また、周波数ずれ検出器16において、適当な $i$ の範囲について計算された $W_i$ の絶対値が最大となる $i$ の値が検出され、そのときの $W_i$ の値によって発明の実施の形態1～実施の形態3と同様に、周波数ずれが検出される。

【0110】また、差動復調器20において各キャリアのFFT出力シンボルは同一周波数のひとつ前のシンボ

ルとの位相差が取られ、位相誤差検出器 21 に入力され、送信側の位相変調の相数分だけそれぞれ自乗し、平均される。

【0111】例えば送信側の位相変調の相数が 4 相のとき (QPSK) には、差動復調結果は理想的には 0,  $\pi/2$ ,  $\pi$ ,  $-\pi/2$  の 4 値であるから、これを 4 乗した結果の平均は理想的には 0 で、受信時の位相誤差が現れる。位相ずれは周波数ずれ補正手段によって補正可能なため、位相誤差検出結果は周波数ずれ検出器 16 に入力される。

【0112】周波数ずれ検出器 16 は積和演算器 12 及び位相誤差検出器 21 により検出された周波数ずれ (及び位相ずれ) に応じて、電圧制御発振器 10 の発振周波数を制御する。

【0113】ところで、位相補正器 13、積和演算器 12、周波数ずれ検出器 16、位相誤差検出器 21 はデジ

$$W_0 = \sum_{n=0}^{K/2-m} \left( T_s \frac{\sin \frac{\Delta\omega}{2} T_s}{\frac{\Delta\omega}{2} T_s} e^{j\frac{\Delta\omega}{2} T_s} \right)^2 e^{j\omega_n \Delta t} e^{-j\omega_n \Delta t}$$

$$= \left( \frac{K}{2} - m + 1 \right) \left( T_s \frac{\sin \frac{\Delta\omega}{2} T_s}{\frac{\Delta\omega}{2} T_s} \right)^2 e^{j\Delta\omega T_s} \dots \dots (26)$$

【0117】となるため、 $W_0$  の計算時に中心とする周波数  $\omega_m$  及びシンボル区切り  $\Delta t$  による位相回転項を排除でき、 $W_0$  の位相が直接キャリア周波数間隔以下の周波数ずれを表すため、 $\Delta t$  がある程度ずれたままでもキャリア周波数間隔の整数倍及びキャリア周波数間隔以下の周波数ずれを検出し、これを補正できる。

【0118】実施の形態 6、この発明の実施の形態 6 は、実施の形態 1～実施の形態 5 において、周波数ずれ演算部 101 を図 5 に示す構成に置き換えたものである。

【0119】図 5 において、FFT 処理器 7 より出力された位相参照シンボルの配列は積算器 22 において、 $m$  番目の要素を中心に前後に同一数離れた要素同士を乗算

タリングナルプロセッサ (DSP) 等を用いてプログラム処理として構成することも可能である。

【0114】実施の形態 5、この発明の実施の形態 1～実施の形態 4 において、位相補正後の周波数領域の位相参照シンボルに積和演算を行う積和演算器 12 において、中心とする周波数  $\omega_n$  をベースバンド OFDM 信号の零周波数とした ( $\omega_n = 0$ ) のものである。

【0115】例えば受信側での周波数ダウンコンバート時にキャリア周波数間隔以下の周波数  $\Delta\omega$  だけ周波数がずれ、FFT 処理器に入力されるシンボルの区切りが  $\Delta t$  だけずれていた場合、位相補正結果  $Y^{\blacksquare}_0(\omega_k)$  は、(24) 式で表され、 $\omega_k = 2\pi k F_s$  より  $\omega_{-k} = -\omega_k$  であるから、積和演算結果  $W_0$  は、

【0116】

【数 19】

され、位相補正演算器 23 へ出力され、適当な整数  $i$  の範囲で位相参照シンボル既定値の共役複素数の配列を  $m+i$  番目の要素 ( $m$  は整数) を中心に前後に同一数離れた要素同士を乗算した配列と、要素ごとに乗算されて、加算器 24 へ出力され、各  $i$  ごとに配列の全要素が加算されて、加算結果  $W^{\blacksquare}_i$  が出力される。

【0120】このとき、受信した周波数領域の位相参照シンボルの配列の各要素  $X^{\blacksquare}(\omega_k)$  と、位相参照シンボルの既定値の共役複素数の配列の各要素  $z_k^*$  から、前記加算結果  $W^{\blacksquare}_i$  は以下の式、

【0121】

【数 20】

$$W'_i = \sum_{n=0}^{K/2-m} \{ X'(\omega_{m+n}) X'(\omega_{m-n}) \} z_{m+n-i} z_{m-n-i}^* \dots \dots (27)$$

【0122】で計算される。ここで (7) 式において  $Y^{\blacksquare}_i(\omega_k) = X^{\blacksquare}(\omega_k) z_{i-k}^*$  であるから、 $W^{\blacksquare}_i$  は  $W_i$  に等しくなる。

【0123】また、あらかじめ計算しておいた  $X^{\blacksquare}_{m+k} X^{\blacksquare}_{m-k}$  ( $k=0, 1, \dots, K/2-m$ ) の配列を使用して、各  $i$  での  $W_i$  を計算することで、演算量を減

らすことができる。

【0124】また、各キャリアが 4 相位相変調 (QPSK) 等の場合は  $z_k$  に通常  $\pm 1$ 、 $\pm j$  などの単純な値となるため、 $z_{m+k-i}^* z_{m-k-i}^*$  の演算及び演算結果を  $X^{\blacksquare}_{m+k} X^{\blacksquare}_{m-k}$  と乗じる演算は単純な符号反転や実部、虚部入れ替え等で済ませることができるため、全体の演算

量を減らすことができる。

【0125】実施の形態7、この発明の実施の形態7は、実施の形態1～実施の形態6において、例えば $0 < \alpha \leq \beta < K/2 - m$ となる正数 $\alpha$ 、 $\beta$ を用いて、使用するキャリアの周波数範囲を $\omega_m - \beta \sim \omega_m - \alpha$ 及び $\omega_{m+1} - \alpha \sim$

$$W_i = \sum_{n=-\beta}^{\beta} Y_i(\omega_{m+n}) Y_i(\omega_{m-n})$$

【0127】となり、キャリア周波数間隔の周波数ずれに応じて、実施の形態1と同様に $W_i$ がの振幅が最大となる $i$ が現れるため、 $i=0$ となるよう受信時の周波数ずれを補正できる。

【0128】また、キャリア周波数間隔の周波数ずれ補

$$W_c = \sum_{n=-\beta}^{\beta} \left( T_s \frac{\sin \frac{\Delta \omega}{2} T_s}{\frac{\Delta \omega}{2} T_s} e^{j \frac{\Delta \omega}{2} T_s} \right)^2 \\ = (\beta - \alpha + 1) \left( T_s \frac{\sin \frac{\Delta \omega}{2} T_s}{\frac{\Delta \omega}{2} T_s} \right)^2 e^{j \Delta \omega T_s} \dots (29)$$

【0130】となり、この値の位相によって周波数ずれ $\Delta \omega$ が検出、補正できる。

【0131】以上のように演算に使用する周波数領域の受信データを制限することで演算量を削減可能である。また、ここではデータの範囲を制限したが、データを数個おきを取るなどの、他の制限方法でもよい。

【0132】実施の形態8、図6はこの発明の実施の形態8であるデジタル放送受信機の構成を示すブロック図である。図において、アンテナ1より入力されたRF周波数帯域のOFDM信号は、RFアンプ2で増幅され、ミキサ3で電圧制御発振器10より出力される信号と掛け合わせることで中間周波数(1F)信号にダウンコンバートされ、1F増幅器4で帯域制限及び適当な信号レベルへの増幅が行われ、直交復調器5で直交復調されてベースバンド周波数帯域のI(同相)信号成分及びQ(直交)信号成分がA/D変換6へ入力される。A/D変換器6でデジタルデータに変換された前記I成分及びQ成分の信号はFFT処理器7へ入力され、FFT処理器7において周波数領域の複素数データに変換され、周波数とデータの対応がキャリアシフト器25によってシフトされて、誤り訂正器8へ入力され、誤り訂正後のデータがデジタル出力端子9へ出力される。

【0133】ここで、位相補正器13～積和演算器12のブロックを周波数ずれ検出演算部101である。

【0134】また、この発明の実施の形態2と同様に、位相補正器13、積和演算器12、(キャリア周波数間隔の整数倍の)周波数ずれ検出器11、(キャリア周波数間隔以下の)周波数ずれ検出器14によって、キャリア周波数間隔以下の周波数ずれ及びキャリア周波数間

$\omega_m - \beta$ に制限したものである。このとき積和演算結果 $W$

$i$ は、  
【0126】  
【数21】

..... (28)

正後の受信時のキャリア周波数間隔以下の周波数ずれが $\Delta \omega$ のとき、積和演算結果 $W_0$ は、

【0129】  
【数22】

隔の倍数の周波数ずれが検出され、キャリア周波数間隔の整数倍の周波数ずれがある程度の範囲に収まっている場合は、その分の周波数を電圧制御発振器で調整せずにキャリアシフトにより行う。

【0135】同様にこの発明の実施の形態1、3、4についても、キャリア周波数間隔の整数倍の周波数ずれの補正をキャリアシフトにより行うことが可能である。

【0136】  
【発明の効果】この発明は、以上説明したように構成されているので、以下に示すような効果を奏する。

【0137】受信信号を周波数ダウンコンバートする際と同調周波数ずれをキャリア周波数間隔の精度で検出し、これを自動的に補正することができる。

【0138】また、キャリア周波数間隔の精度での同調周波数ずれの検出、補正を、受信信号をシンボルに切り分ける際のタイミングずれによらず行うことができる。

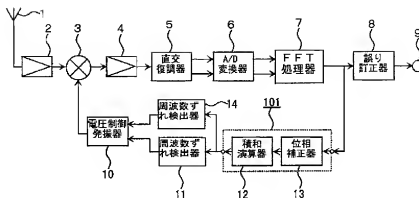
【0139】また、受信信号を周波数ダウンコンバートする際と同調周波数ずれを、キャリア周波数間隔の精度及びキャリア周波数間隔以下の精度で検出し、これを自動的に補正することができる。

【0140】また、受信信号をシンボルに切り分ける際のタイミングずれ検出し、これを自動的に補正することができる。

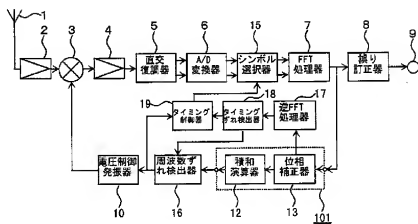
【0141】また、キャリア周波数間隔の精度での同調周波数ずれの検出及び、キャリア周波数間隔以下の同調周波数ずれの検出を、受信信号をシンボルに切り分ける際のタイミングずれによらず行うことができ、同調周波数ずれを自動的に補正することができ、シンボル切り分けタイミングずれの補正を適当に省略することができ



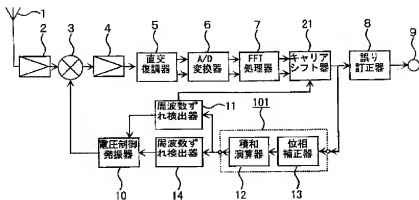
【図2】



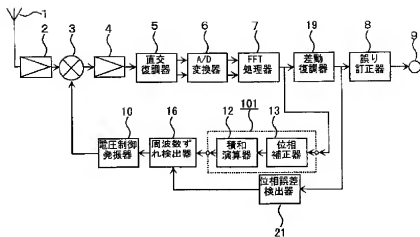
【図3】



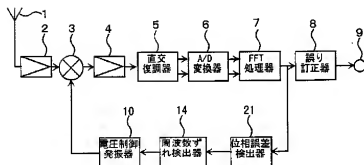
【図6】



【図4】



【図7】



フロントページの続き

(72)発明者 大須賀 由治  
東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三  
菱電機株式会社内

**JP9327073A METHOD FOR ARRANGING AND TRANSMITTING PILOT CHANNEL IN CDMA MOBILE COMMUNICATION SYSTEM**

**Bibliography**

**DWPI Title**

Pilot channel assignment method in CDMA mobile communication system involves performing time sharing of radio channel to number of time slots in direction of mobile station

**Original Title**

METHOD FOR ARRANGING AND TRANSMITTING PILOT CHANNEL IN CDMA MOBILE COMMUNICATION SYSTEM

**Assignee/Applicant**

Standardized: NIPPON TELEGRAPH & TELEPHONE

Original: N T T IDO TSUSHINMO KK

**Inventor**

NAKAMURA TAKEHIRO ; ONO HIROSHI ; ONOE SEIZO

**Publication Date (Kind Code)**

1997-12-16 (A)

**Application Number / Date**

JP1996145910A / 1996-06-07

**Priority Number / Date / Country**

JP1996145910A / 1996-06-07 / JP

**Abstract**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To reduce the influence of a pilot channel on the diffusion code shortage by time-dividing and multiplexing an outgoing radio channel into plural time slots and assigning one of them as a pilot channel.

**SOLUTION:** The whole outgoing radio channels consisting of X-number diffusion codes have frame configuration and one frame is divided into the plural time slots so as to be multiplexed by time division. Then, the specified time slot of the radio channel diffused by the specified diffusion code is assigned as the pilot channel. The other time slots and the other diffusion codes are used as the communication channel for communication with the mobile station. For example, time slot numbers 1-4 are given to the four time slots in the frame in order from an early one in terms of time, the time slot #1 of the radio channel where the diffusion code is diffused by one is assigned as the pilot channel and the other time slots and the diffusion codes are assigned as the communication channel.

特開平9-327073

(43) 公開日 平成9年(1997)12月16日

(51) Int.Cl. <sup>5</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I		技術表示箇所
H 0 4 Q 7/38			H 0 4 B 7/26		I 0 9 N
H 0 4 B 7/26					P

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 6 頁)

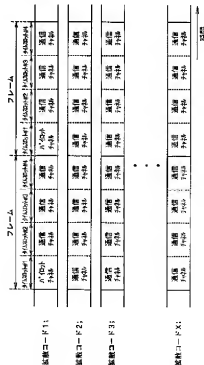
(21) 出願番号	特願平8-145910	(71) 出願人	392026693 エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社 東京都港区虎ノ門二丁目10番1号
(22) 出願日	平成8年(1996)6月7日	(72) 発明者	中村 武宏 東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社内
		(72) 発明者	大野 公士 東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社内
		(72) 発明者	尾上 誠蔵 東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社内
		(74) 代理人	弁理士 三好 秀和 (外3名)

(54) 【発明の名称】 CDMA移動通信システムにおけるパイロットチャネル配置および送信方法

(57) 【要約】

【課題】 下り無線チャネルを時間分割多重して、パイロットチャネルを効率的に割り当てるとともに、他セルに対するパイロットチャネルの干渉電力を低減し得るCDMA移動通信システムにおけるパイロットチャネル配置および送信方法を提供する。

【解決手段】 下り無線チャネルを複数のタイムスロットに時間分割して時間分割多重し、複数のタイムスロットのうちの1つをパイロットチャネルとして割り当てている。





#### 【特許請求の範囲】

【請求項1】 複数のセルの各々に基地局が設けられ、各基地局は同一周波数で変調され、それぞれ異なって割り当てられた拡散コードで拡散されたパイロットチャネルを送信し、移動局は前記パイロットチャネルを受信することにより在圏セルを判定するCDMA移動通信システムにおけるパイロットチャネル配置および送信方法であって、

基地局から移動局方向への下り無線チャネルを複数のタイムスロットに時間分割して時間分割多重し、前記複数のタイムスロットのうちの1つをパイロットチャネルとして割り当てることを特徴とするCDMA移動通信システムにおけるパイロットチャネル配置および送信方法。

【請求項2】 パイロットチャネルとして割り当てる前記タイムスロットの時間的な位置を全セルで共通とすることを特徴とする請求項1記載のCDMA移動通信システムにおけるパイロットチャネル配置および送信方法。

【請求項3】 パイロットチャネルとして割り当てる前記タイムスロットのみ常時一定の送信電力で送信し、移動局との通信用の他のタイムスロットは送信電力制御を行うことを特徴とする請求項1または2記載のCDMA移動通信システムにおけるパイロットチャネル配置および送信方法。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、符号分割多元接続方式（以下、CDMAと略称する）の移動通信システムにおいて複数のセルの各々に基地局が設けられ、各基地局は同一周波数で変調され、それぞれ異なって割り当てられた拡散コードで拡散されたパイロットチャネルを送信し、移動局は前記パイロットチャネルを受信することにより在圏セルを判定するCDMA移動通信システムにおけるパイロットチャネル配置および送信方法に関する。

##### 【0002】

【従来の技術】 CDMA移動通信システムにおいて、下り無線チャネルでは、全ての移動機において同一セル内の他の複数の移動局に対して送信された下り無線チャネルは全て干渉電力となり、受信品質を劣化させるかもしれない無線チャネル容量を劣化させる要因となる。しかし各下り無線チャネルに、お互いに直交化した複数の拡散コードを用い、基地局から同一拡散コード位相で送信することにより、同一セルで送信される他の下り無線チャネルは直交化されて干渉電力を0にすることができる。ただしマルチパス環境では、拡散コード位相の異なる無線チャネルが発生するため、干渉電力は0にはならないが、干渉電力を大きく低減することが可能である。これにより下り無線チャネルの受信品質の向上もしくは無線チャネル容量の向上を見込むことができる。

【0003】 図3に従来のパイロットチャネル配置方法

を示す。従来は直交化した拡散コードの内の1つをパイロットチャネル用の拡散コードとして割り当て、この拡散コードで常時パイロットチャネルを送信し、他の拡散コードは移動局との通信に用いる通信チャネル用としていた。図3はX個ある直交化した拡散コードの内、拡散コード1をパイロットチャネル用に割り当てている場合を示している。

【0004】 更に移動局の在圏セル判定のために、隣接セルに在圏する移動局においても自局のパイロットチャネルを受信できるように、パイロットチャネルは移動局との通信に用いる無線チャネルより、比較的大きな送信電力で送信される必要がある。従来は前述の特定の拡散コードで、常時比較的大きな送信電力でパイロットチャネルは送信されていた。

##### 【0005】

【発明が解決しようとする課題】 直交化した拡散コードの数はそれほど多くはない。本来CDMA移動通信システムでは無線チャネル容量は干渉電力で決まるが、直交化した拡散コードを用いる場合、拡散コード数の不足により無線チャネル容量を十分に使用することができないという問題が起こりうる。このような状況において、前述したように1つの拡散コードをパイロットチャネルとして専有することにより、移動局との通信に用いる拡散コードがより不足するという問題があった。

【0006】 更に前述したように、パイロットチャネルは比較的大きな送信電力で常時送信されていたため、隣接セルに対して大きな干渉を与え、隣接セルの容量を減少させるという問題があった。

【0007】 本発明は、上記に鑑みてなされたもので、その目的とするところは、下り無線チャネルを時間分割多重して、パイロットチャネルを効率的に割り当てるとともに、他セルに対するパイロットチャネルの干渉電力を低減し得るCDMA移動通信システムにおけるパイロットチャネル配置および送信方法を提供することにある。

##### 【0008】

【課題を解決するための手段】 上記目的を達成するため、請求項1記載の本発明は、複数のセルの各々に基地局が設けられ、各基地局は同一周波数で変調され、それぞれ異なって割り当てられた拡散コードで拡散されたパイロットチャネルを送信し、移動局は前記パイロットチャネルを受信することにより在圏セルを判定するCDMA移動通信システムにおけるパイロットチャネル配置および送信方法であって、基地局から移動局方向への下り無線チャネルを複数のタイムスロットに時間分割して時間分割多重し、前記複数のタイムスロットのうちの1つをパイロットチャネルとして割り当てることを要旨とする。

【0009】 また、請求項2記載の本発明は、請求項1記載の発明において、パイロットチャネルとして割り当

てる前記タイムスロットの時間的な位置を全セルで共通とすることを要旨とする。

【0010】更に、請求項3記載の本発明は、請求項1または2記載の発明において、パイロットチャネルとして割り当てる前記タイムスロットのみ常時一定の送信電力で送信し、移動局との通信用の他のタイムスロットは送信電力制御を行うことを要旨とする。

【0011】

【発明の実施の形態】以下、図面を用いて本発明の実施の形態について説明する。

【0012】図1は、本発明の一実施形態に係るCDMA移動通信システムにおけるパイロットチャネル配置および送信方法を実施するパイロットチャネルの配置方法の一例を示す図である。同図に示すように、X個の拡散コードからなる下り無線チャネルの全てはフレーム構成をとり、1フレームは複数のタイムスロットに分割され、時分割多重化されている。図1では4個のタイムスロットに分割し、4多重した場合を示している。

【0013】特定の拡散コードで拡散される無線チャネルの、特定のタイムスロットをパイロットチャネルとして割り当てる。他のタイムスロットおよび他の拡散コードは移動局との通信用の通信チャネルとして用いる。図1では、フレーム内の4個のタイムスロットについて時間的に早い順に1～4のタイムスロット番号をつけ、拡散コード1で拡散される無線チャネルのタイムスロット#1をパイロットチャネルとして割り当て、他のタイムスロットおよび拡散コードを通信チャネルとして割り当てた場合を示している。これにより従来パイロットチャネルが1拡散コードを専有していたのに対し、本実施形態ではパイロットチャネルは実質1/4拡散コードのみ専有するのと等価となり、拡散コードの不足問題に対するパイロットチャネルの影響を低減できる。

【0014】移動局は、パイロットチャネルとして使用する全ての拡散コードとタイムスロット#の情報を自局のメモリに予め記憶している。移動局は電源立ち上げ時の在圏セル判定処理において、記憶している複数の拡散コードとタイムスロット#について順次パイロットチャネルの受信レベル測定を行い、最も大きな受信レベルを有する拡散コードとタイムスロットでパイロットチャネルを送信しているセルを在圏セルとして判定する。待ち受け中および通信用の在圏セル判定処理においては、全ての隣接セルから送信されるパイロットチャネルの拡散コードおよびタイムスロット#の情報が在圏セルの基地局から移動局に対して通知され、移動局は通知された複数の拡散コードとタイムスロット#について順次パイロットチャネルの受信レベル測定を行い、最も大きな受信レベルを有する拡散コードとタイムスロットでパイロットチャネルを送信しているセルを在圏セルとして判定する。

【0015】ここで他のパイロットチャネル配置方法と

して、パイロットチャネルを割り当てるタイムスロット#を全セルで共通とする。これにより移動局の在圏セル判定処理に關し、タイムスロット番号に関する情報を移動局は拡散コード毎に記憶する必要がなくなる。また基地局から移動局に通知する隣接セルのパイロットチャネルに関する情報は拡散コードのみでよく、タイムスロット番号を不要にできる。

【0016】基地局では、通信チャネルとして使用されるタイムスロットは、CDMA特有の問題である近辺問題を解決するために送信電力制御され、時間とともに送信電力は変化する。これに対しパイロットチャネルは移動局の在圏セル判定に用いるために一定送信電力でかつ通信チャネルより比較的大きい送信電力で送信される必要がある。よってパイロットチャネルとして割り当てた特定の拡散コードの特定のタイムスロットについては、常時一定送信電力で送信し、通信チャネルとして使用される他のタイムスロットの送信電力に対し比較的大きな送信電力で送信する。

【0017】図2にパイロットチャネルを含む無線チャネルの送信電力の時間的な変動例を示す。図2に示すように、パイロットチャネルとして割り当てているタイムスロット#1は常時一定の比較的大きな送信電力で送信され、他の通信チャネルとして使用しているタイムスロット#2と#3は送信電力制御され、時間とともに送信電力値は変化する。タイムスロット#4は未使用であり送信されていない。

【0018】従来はパイロットチャネルが1無線チャネルを専有していたため、常時一定送信電力でかつ通信チャネルより比較的大きい送信電力で送信されていた。これにより隣接セルへ大きな干渉を与えていた。これに対し本実施形態ではパイロットチャネルは全時間の1/4しか送信されないため、実質他セルへのパイロットチャネルによる干渉電力は従来の1/4となり、他セルに対する容量劣化の影響を低減できる。

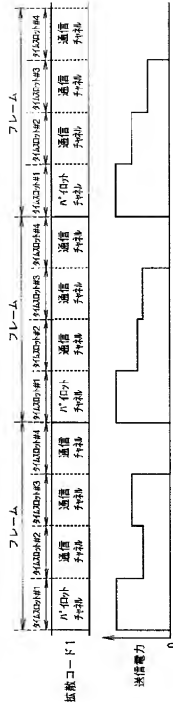
【0019】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、下り無線チャネルを複数のタイムスロットに時間分割して時間分割多重し、複数のタイムスロットの内の1つをパイロットチャネルとして割り当てることにより、従来パイロットチャネルが1拡散コードを専有していたのに対し、本発明では実質的に1拡散コードの時間多重数（1フレーム内のタイムスロット数）分の1のみ専有することとなるため、拡散コード不足に対するパイロットチャネルの影響を低減できる。

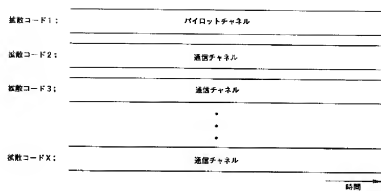
【0020】また、本発明によれば、パイロットチャネルとして割り当てるタイムスロットの時間的な位置を、全セルで共通とすることにより、移動局の在圏セル判定処理に關し、タイムスロット番号に関する情報を移動局は拡散コード毎に記憶する必要がなくなる。また基地局から移動局に通知する隣接セルのパイロットチャネルに



【図 2】



【図3】



## Bibliography

### DWPI Title

Wireless packet communication method in TDMA-TDD wireless communication system involves transmitting packet from packet terminal to base station only after receiving empty slot information and confirming useable situation of up slot

### Original Title

RADIO PACKET COMMUNICATION METHOD

### Assignee/Applicant

Standardized: NIPPON TELEGRAPH & TELEPHONE

Original: NIPPON TELEGR & TELEPH CORP <NTT>

### Inventor

KAYAMA HIDETOSHI ; ICHIKAWA TAKEO

### Publication Date (Kind Code)

1998-08-07 (A)

### Application Number / Date

JP199714330A / 1997-01-28

### Priority Number / Date / Country

JP199714330A / 1997-01-28 / JP

## Abstract

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a radio packet communication method with which the throughput of entire channel can be prevented from being lowered in a TDMA-TDD radio communication system.

**SOLUTION:** At the slot of down channel 3-1, the number of slot transmissible due to random access namely, idle slot information 3-8 is periodically reported and at the time point when a transmission packet is generated, a radio packet terminal receives this idle slot information 3-8, selects any slot out of accessible up slots at random and performs random access through this slot. As a result, up access load is prevented from being concentrated to any specified slot by the configuration of TDD like the case of performing random access immediately at the time point of packet generation, and can be uniformly distributed.

特開平10-209956

(43) 公開日 平成10年(1998) 8月7日

(51) Int.Cl. <sup>5</sup>	識別記号	F I	
H 0 4 B 7/26		H 0 4 B 7/26	M
H 0 4 Q 7/38		H 0 4 J 3/00	H
H 0 4 J 3/00		H 0 4 Q 11/04	3 0 1 A
H 0 4 Q 7/22		H 0 4 B 7/26	1 0 9 M
7/24		H 0 4 Q 7/04	A
審査請求 未請求 請求項の数2 O L (全 12 頁) 最終頁に続く			

(21) 出願番号 特願平9-14330

(22) 出願日 平成9年(1997) 1月28日

(71) 出願人 000004226

日本電信電話株式会社  
東京都新宿区西新宿三丁目19番2号

(72) 発明者 加山 英俊

東京都新宿区西新宿三丁目19番2号 日本  
電信電話株式会社内

(72) 発明者 市川 武男

東京都新宿区西新宿三丁目19番2号 日本  
電信電話株式会社内

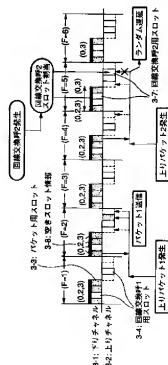
(74) 代理人 弁理士 志賀 正武

## (54) 【発明の名称】 無線パケット通信方法

## (57) 【要約】

【課題】 TDMA-TDD無線通信システムにおいてチャネル全体のスループット低下を防ぐことができる無線パケット通信方法を提供すること。

【解決手段】 本発明では下りチャネル(3-1)のスロットに於いて、ランダムアクセスによる送信可能なスロットの番号、すなわち、空きスロット情報(3-8)を周期的に報知し、無線パケット端末は、送信パケットが発生した時点で、この空きスロット情報(3-8)を受信し、アクセス可能な上りスロットの中からランダムにスロットを選択した後、このスロットでランダムアクセスを行う。この結果、パケット発生時点で即ランダムアクセスを行った場合のように、TDDの構成に起因する上りアクセス負荷の特定スロットへの集中を防ぎ、一様に分散させることが可能となる。



#### 【特許請求の範囲】

【請求項1】 無線基地局と該無線基地局配下の複数の無線パケット端末との間で、共通のパケットチャネルを用いて無線パケット通信を行い、前記パケットチャネルはスロット化され、連続する複数のスロットをまとめて1フレームとするフレーム構成をとり、さらに、前記無線基地局から前記無線パケット端末へパケットを転送する下りスロットと、前記無線パケット端末から前記無線基地局へパケットを転送する上りスロットが、前記フレーム内で時分割で多重される1波復信方式を適用し、前記無線パケット端末は、前記上りスロットでランダムアクセスを行ってパケットを送信する無線パケット通信方法において、前記無線基地局は、前記下りスロットにて、パケット通信に使用可能な上りスロットを指示する空きスロット情報と、スロット毎もしくは一定周期毎に報知し、前記無線パケット端末は、ランダムアクセスを行うのに先だって、前記報知されている空きスロット情報を受信し、該空きスロット情報で指示されている上りスロットの中から、該ランダムアクセスに使用する上りスロットをランダムに選択し、その後、該選択した上りスロットで送信を行う直前に、再度前記空きスロット情報を受信して、当該上りスロットが引き続き使用可能状態にあることを確認した後、該パケットの送信を行うことを特徴とする無線パケット通信方法。

【請求項2】 無線基地局と該無線基地局配下の複数の無線パケット端末との間で、共通のパケットチャネルを用いて無線パケット通信を行い、前記パケットチャネルはスロット化され、連続する複数のスロットをまとめて1フレームとするフレーム構成をとり、さらに、前記無線基地局から前記無線パケット端末へパケットを転送する下りスロットと、前記無線パケット端末から前記無線基地局へパケットを転送する上りスロットが、前記フレーム内で時分割で多重される1波復信方式を適用し、前記無線パケット端末は、前記上りスロットでランダムアクセスを行ってパケットを送信する無線パケット通信方法において、前記無線基地局は、前記下りスロットにて、前記空きスロット情報を一定周期毎に報知し、前記無線パケット端末は、ランダムアクセスを行うのに先だって、前記報知されている空きスロット情報を受信し、該空きスロット情報で指示されている上りスロットの中から、該ランダムアクセスに使用する上りスロットをランダムに選択し、その後、該選択した上りスロットで該パケットの送信を行うと共に、前記無線基地局は、新たにスロット割当を伴うパケット呼もしくは回線交換呼が発生した場合、当該パケット呼もしくは回線交換呼へのスロット割当に伴う変更がなされた前記空きスロット情報を報知するまで、当該パケット呼もしくは回線交換呼に対するスロットの割当を保留

することを特徴とする無線パケット通信方法。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、TDMA-TDD（時分割多重・1波復信方式）無線通信システムでパケット通信を行う際のアクセス方式に関するものである。

##### 【0002】

##### 【従来の技術】

§1. 従来技術1（一般的なランダムアクセス）  
無線基地局と複数の無線パケット端末との間で無線パケット通信を行う場合において、該無線パケット端末による通常のランダムアクセスでは、送信パケットが発生した時点で即時、チャネル上へのアクセスが開始される。

図13にICMA (Idle signal Casting Multiple Access) 方式の動作例を示す。本方式では、下りチャネル（12-1）において、上りチャネル（12-2）の使用状況がBusy/Idle 信号（12-3）で示され、使用中の場合はBusyが、空いている場合はIdleが報知される。無線パケット端末は、上りパケットが発生すると、直ぐに下りチャネルで制御信号（Busy/Idle 信号）の受信を行い、Idle信号が報知されている場合には、直後の上りチャネルでランダムアクセスを行う。

【0003】 §2. 従来技術2 (TDD ALOHA予約方式)

図14に示すように、本方式のフレームは、複数の上り制御用スロット（13-2）と、下り制御用スロット（13-3）、及び、両方向へのパケット転送に用いられるデータ転送用スロット（13-4）からなる。本方式では、送信を行おうとする無線パケット端末は、先ず、上り制御用スロットで予約信号（13-7）を送信し、これを受信した無線基地局は、他の上りパケット及び下りパケットの有無を考慮して、データ転送用スロットの割り当てを行い、下り制御用スロットで、各無線パケット端末に、データ転送用スロットの割当情報（13-8）を通知する。予約信号を送信している無線パケット端末は、このスロット割当情報で示されたタイミングで、上りパケット（13-9）の送信を行う。なお、本方式において、上り/下りの配分については動的に制御される。また、無線パケット端末は、TDDフレームに同期しており、複数の上り制御用スロットからランダムに選択したスロットで、ランダムアクセス (slottedALOHA) を行う。

##### 【0004】

【発明が解決しようとする課題】 ところで、上述した従来の無線パケット通信方法においては、TDDのように上りと下りが1フレーム内に混在する場合、従来技術1のように即時送信を行おうとすると、下り期間の直後の上りスロットに予約信号が集中するという問題がある。この結果、このスロットの衝突率が大きくなってしまい、全体としてのスループットが低下してしまうという



問題がある。

【0005】一方、従来技術2では、ランダムアクセスできるスロットが上り制御用スロットとしてフレーム内で固定的に割り当てられているため、各無線パケット端末は、フレームに同期することによって、アクセスを行うスロットをランダムに選択することができる。しかし、周期的に制御用スロットを確保する必要があることから、ランダムに発生するパケットに対してはチャネル効率が小さくなる。更に、チャネルが回線交換呼や他のセルと共用されていて、空きスロットがトラフィックに応じて動的に割り当てられるようなシステムでは、制御用スロットを十分確保することは困難である。

【0006】本発明の目的は、以上の点を解決したパケットチャネルの割当方法を提供することにある。

【0007】

【課題を解決するための手段】前節で述べた課題を解決するために、本発明では下りスロットに於いて、ランダムアクセスによる送信可能なスロットの番号を周期的に報知し、無線パケット端末は、送信パケットが発生した時点で、この報知信号を受信し、アクセス可能な上りスロットの中からランダムにスロットを選択した後、このスロットでランダムアクセスを行うことを最も主要な特徴とする（請求項1）。この結果、パケット発生時点で即ランダムアクセスを行った場合のように、TDDの構成に起因する上りアクセス負荷の特定スロットへの集中を防ぎ、一様に分散させることが可能となる。ところで、請求項1のように送信スロットをランダムに選択した場合、無線パケット端末は選択したスロットで送信するため、パケットを遅延させることとなる。このため、この遅延時間内に、別のスロット割当を伴うパケット呼もしくは回線交換呼が割り込み、パケット送信時に当該スロットが既に使用中となっている虞がある。従って、各無線パケット端末は、選択したスロットで送信する直前に、再度、該スロットが使用可能であることを確認する必要がある。これは、アクセス動作を複雑化すると共に、下り信号を2度確認する必要があるため、特に信頼性の低い無線通信ではアクセス成功率を下げる要因になりかねない。そこで、新たなパケット呼もしくは回線交換呼が発生した場合、無線基地局は、各無線パケット端末に対して、当該パケット呼もしくは回線交換呼へのスロット割当に伴う情報内容の変更がなされた前記空きスロット情報を報知するまで、当該パケット呼もしくは回線交換呼に対するスロットの割当を保留し（請求項2）、一旦報知した空きスロットへの無線パケット端末のアクセスを保証している。これにより、空きスロット情報の確認も一回で済むことから、アクセス動作を簡素化し、伝送誤りによるアクセス完了率を下げる効果がある。

【0008】

【発明の実施の形態】

## §1. 第1実施形態

以下、図面を参照して、この発明の第1実施形態について説明する。本実施形態におけるシステム構成例を図1に、本実施形態におけるチャネル構成例を図2に示す。

図1に示すように、本実施形態のシステムは、無線基地局（1-1）と、この無線基地局が形成する無線ゾーン（1-4）内に存在する複数の無線パケット端末（1-2）、及び、回線交換端末（1-3）からなる。

【0009】また、図2に示すように、本実施形態の無線チャネルは、上下対称の4チャネルTDMA-TDD構成となっており、回線交換呼に使用されていない1つまたは複数のスロット（2-3）を束ねてパケットチャネルとして使用する。なお、図2において、スロット（2-4）は、回線交換呼1に使用されているスロットである。パケットチャネル上では、下りチャネル（2-1）は、無線基地局から連続送信されるが、上りチャネル（2-2）は、パケットが発生した場合のみ信号が送信され、複数の無線パケット端末の信号がパケット多重される。

【0010】本実施形態では、回線交換呼が発生した時点で空きスロットが無く、かつ、パケットチャネルが設定されている場合は、パケットチャネルのスロットの1つを解放して回線交換呼に割り当てる。図2では、初期スロット0、1、3がパケットチャネルとして使用されていたが、その後、割り込んできた回線交換呼2の通信スロット（2-7）としてスロット1が割り当てられ、その結果、残りのスロット0、3がパケットチャネルとなっている様子を示している。このように、本実施形態では、回線交換呼に優先的にスロットの割当を行い、回線交換に使用されない空きスロットをパケットチャネルとして使用する。このように、

【0011】次に、本実施形態における上りパケットの転送例を図3に示す。ここで、スロット1は回線交換呼1用スロット（3-4）として使用されており、残りのスロットがパケット用（3-3）として設定されている。各下りスロットには空きスロット情報（3-8）が付与されていて、現在パケットのランダムアクセスに使用可能なスロットの番号を報知している（ここでは、スロット0、2、3が空きスロットである）。

【0012】送信データの生じた無線パケット端末は、任意の下りスロットを受信し、そこで報知されている空きスロット情報から、自局の使用するスロットをランダムに選択する。図3では、フレームF=1の期間に、上りパケット1が発生した無線パケット端末が、次フレーム（フレームF=2）のスロット0を受信し、アクセスするスロットとして上りスロット2を選択して、ランダムアクセスを行っている。同様に、フレームF=4において、上りパケット2が発生した無線パケット端末は、フレームF=4の下りスロット3を受信し、スロット2をアクセススロットとして選択している。ここで、ア

セスロット選択直後の上りロット2（すなわち、フレームF=4の上りロット2）では十分な制御遅延が確保できないため送信不可とし、次フレーム（フレームF=5）のロット2で送信を行うこととしている。

【0013】一方、これとは別に、フレームF=4の期間に回線交換呼2が発生すると、無線基地局は、フレームF=5以降の上下ロット2を回線交換呼2用ロット（3-7）として回線交換呼2に割り当てる。これにより、各下りロットの空きスロット情報は、フレームF=5のロット1までは（0, 2, 3）を、同フレームのロット2以降は（0, 3）を、空きスロットとして報知する。従って、送信直前に、フレームF=5の期間に、下りロット2の空きスロット情報を参照して、スロット2が空きスロット情報から削除されていることを確認した無線パケット端末は、フレームF=5のロット2による送信を中断し、ランダム遅延の後、再度アクセスを試みる。

【0014】このように、上りパケット2が発生した無線パケット端末が、フレームF=5のロット2での送信動作を中断するためには、送信直前に、対応する下りロットの空きスロット情報を再度確認する必要がある。従って、無線パケット端末は、①アクセス可能なスロット番号を得るためと、②選択したロットが途中で使用不可となっていないか送信直前に確認するための、合計2回、空きスロット情報を受信する必要がある。

【0015】次に、本実施形態による無線基地局及び無線パケット端末の動作例を説明する。図4に本実施形態における無線パケット端末の動作フローを示す。送信パケットの発生した無線パケット端末は、まず下りロットで報知されている空きスロット情報を受信する（ステップ6-2）。ここでアクセス可能な空きスロットがあった場合は（ステップ6-3）、その中から自局がアクセスに使用する上りロットをランダムに選択する（ステップ6-4）。その後、選択したロットまで待ち（ステップ6-5）、送信直前に再び空きスロット情報を確認して（ステップ6-6）、引き続き選択した送信ロットが空き状態である場合には、パケットの送信を行う（ステップ6-8）が、既に他の通信により占有されていた場合は、再びステップ6-3に戻ってロットの選択をやり直す。

【0016】次に、本実施形態における無線基地局の動作フローを図5に示す。無線基地局は、下りロットで常に空きスロット情報を報知しており（ステップ7-2）、回線交換呼が発生した場合（ステップ7-3）は、パケット用に割り当てられているロットが存在するかを判断し（ステップ7-6）、全て回線交換に割り当てられているなどして割り可能なロットが存在しない場合は呼損となる（ステップ7-7）。一方、回線交換に割り当て可能なパケット用ロットが存在する場合は、その内の1つを回線交換用に転用する。転用す

るロットの選択（ステップ7-8）を行った後、当該パケット用ロットを解放し（ステップ7-9）、回線交換呼にそのロットを割当てる（ステップ7-11）と同時に、空きスロット情報の変更を行う（ステップ7-10）。これとは逆に、回線交換呼が終了した場合（ステップ7-4）は、係る通信に使用していたロットをパケット通信用に転用し（ステップ7-5）、空きスロット情報の変更を行う（ステップ7-10）。

【0017】§2. 第2実施形態

次に、この発明の第2実施形態について説明する。なお、本実施形態におけるシステム構成例およびチャネル構成例は、第1実施形態と同じもの（図1および図2参照）である。図6に本実施形態における上りパケットの転送例を示す。ここでは、図3と同様に、ロット1が回線交換呼1用ロット（4-4）として使用されている。また、空きスロット情報（4-8）は、各フレームのロット0のみで報知されており、各無線パケット端末は、常にこのロットを受信している。

【0018】フレームF=1の期間に上りパケット1が発生した無線パケット端末は、フレームF=2の下りロット0から空きスロット情報を得た後、上りロット2を選択することにより、フレームF=2でランダムアクセスを行っている。同様に、フレームF=4の期間に上りパケット2が発生した無線パケット端末は、次フレームF=5の下りロット0から空きスロット情報を得た後、同フレームF=5の上りロット2でランダムアクセスを行っている。

【0019】ところで、フレームF=4では、上りパケット2の発生と同時に、回線交換呼2が発生している。このような場合、第1実施形態では、回線交換呼2発生直後のフレーム（フレームF=5）で、この回線交換呼2に対して優先的にロット割当を行っているが、本実施形態では、発生直後のフレーム（フレームF=5）での割当を保留している。これは、このロット割当を考慮した空きスロット情報を報知できるのがロットF=6以降になるからである。従って、フレームF=6で、ロット0を回線交換呼2用ロット（4-7）にすると同時に、下りロット0の空きスロット情報において、上りロット0を空きスロット情報から削除している。これにより、本実施形態では、同一フレーム内であれば空きスロット情報で指示されたロットへのアクセスが保証されることになり、無線パケット端末は、送信前に下りロットを1度受信すれば良い。

【0020】図7に本実施形態における無線パケット端末の動作フローを示す。第1実施形態（図4）との相異点は、空きスロット情報が報知されているロット0を選択するための判断（ステップ8-2）が追加されたことと、送信直前の空きスロットの再確認（図4のステップ6-6, 6-7）が削除されていることである。

【0021】図8に本実施形態における無線基地局の動

作フローを示す。第1実施形態(図5)との主な相異点は、空きスロット情報報知(ステップ9-3)、回線交換呼に割り当てられたパケット用スロットの解放(ステップ9-5)、及び、回線交換呼への割当(ステップ9-6)が、スロット0を契機(ステップ9-2)として行われる点である。これにより、スロット0以外のタイミングで受け付けた回線交換呼へのスロット割当は、当該呼へのスロット割当に伴う情報内容の変更がなされた空きスロット情報が報知されるまで保留される。

【0022】以上、この発明の実施形態を図面を参照して詳述してきたが、具体的な構成はこの実施形態に限られるものではなく、この発明の要旨を逸脱しない範囲の設計の変更等があってもこの発明に含まれる。

【0023】

【実施例】次に、上述した実施形態の具体的実施例について説明する。なお、本実施例では、図1から回線交換端末(1-3)を省いたシステム構成を用いる。また、上述した実施形態では、割り込んでくる通信として回線交換呼を想定していたが、本実施例では、パケット信号のものが割り込んでくる場合を考える。また、本実施例において、パケットは、複数のスロットを連続的に使用して転送されるものとする。さらに、ランダムアクセスは先頭のスロットのみで行われ、後続のデータに対しては、無線基地局が、ランダムアクセスで受信された先頭のパケットの情報を元に、転送に使用するスロットの割当を行うこととする。

【0024】図9に本実施例における上りパケットの転送例を示す。ここでは、スロット3が回線交換呼用スロット(5-4)として使用されている。フレームF=1で発生した上りパケット1は、フレームF=2のスロット0の空きスロット情報(5-5)を参照して、フレームF=2の上りスロット2で先頭のデータを送信する。

【0025】これに対し、無線基地局は、フレームF=3のスロット2で割当通知を行う。この割当通知では、パケット送信に使用するスロット番号(0, 1, 2)が示され、無線パケット端末は、このスロットを連続的に使用してパケットの送信を行う。但し、ここで、既に同じフレーム(フレームF=3)のスロット0において空きスロット情報(0, 1, 2)を報知しているので、パケット1の後続データは、フレームF=4以降のスロットに割り当てられる。

【0026】このとき、上述したように、フレームF=3のスロット0において空きスロット情報(0, 1, 2)を報知しているので、該フレームF=3において、新たなパケット2が発生し、その先頭データが上りスロット0で送信されたものとする。この場合、無線基地局は、パケット2の後続データ転送のために、パケット1の転送終了直後のスロット(フレームF=5のスロット1)から、該後続データを割当てて。同時に、空きスロ

ット情報は、フレームF=4以降、スロットの割当状況に応じて更新される。ここで(一)は、使用可能スロットが存在しないことを示していない。なお、本実施例は第2実施形態を考慮した場合であるが、第1実施形態のみを用いて実現することも可能である。

【0027】図10に本実施例における無線パケット端末の動作フローを示す。第2実施形態(図7)との相異点は、パケット送信が先頭データと後続データに分かれていて、無線パケット端末は、先頭データを送信(ステップ10-7)後、無線基地局からの割当信号を受信し(ステップ10-8)、そこで指示されている1つもしくは複数のスロットを連続的に使用して、後続データの送信を行う(ステップ10-11)点である。ここで、先頭データが衝突等により無線基地局に正確に受信されなかった場合は、ランダム遅延(ステップ10-9)の後、再度空きスロット情報受信(ステップ10-3)からやり直す。

【0028】図11に本実施例における無線基地局の動作フローを示す。ここでは、回線交換の割当に関するフローは省いている。無線基地局は、スロット0で空きスロット情報報知を行い(ステップ11-3)、パケット用上りスロットで先頭データを受信した場合(ステップ11-4)は、後続パケットの送信に使用する上りスロットを1つ若しくは複数割り当て。ここで、既に別のパケットに上りスロットを割り当てている場合は、このパケットの送信が終了した直後に、後続パケットを送信させる必要がある。これを行うためには、例えば、先頭データ内に後続パケットの長さを指定しておき、無線基地局でこの情報を元に各パケット毎に送信させるタイミングを計算する等のスケジューリングを行うのが効果的である。本実施例では、無線基地局がこのスケジューリングを行い(ステップ11-5)、送信タイミングを指定する割当信号を送信する(ステップ11-6)。この後、スケジューリングされた結果を元に、空きスロット情報を変更する(ステップ11-7)。また、送信中のパケットの送信が全て終了した場合(ステップ11-8)も、空きスロット情報を変更(ステップ11-7)した後、ステップ11-2へ戻る。

【0029】図12に、本発明によるパケットのスループットを4チャネルTDMA-TDDに適用した際の理論計算結果を示す。この図に示すように、本発明を用いた場合、過負荷状態以外のほぼ全域にわたってスループットが改善される。また、周期的にランダムアクセス用のスロットを確保する必要が無く、無線基地局がスロットの使用状況に応じて動的にアクセス用スロットを指示するので、チャネル効率が高く、スロットを回線交換呼や他のセルと共用している場合でも実現が容易である。

【0030】

【発明の効果】本発明では、TDDの構成に依存してある特定のスロットにランダムアクセスが集中することを

防げるため、チャネル全体のスループット低下を防ぐ効果がある。さらに、本発明では、本発明である複数スロットアクセス方法を用いた場合でも、無線パケット端末はアクセス時に特定のスロットのみを受信すれば良く、空きスロット情報の確認も一回で済むことから、アクセス動作を簡素化し、伝送誤りによるアクセス不完了率を下げる効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 第 1 実施形態および第 2 実施形態におけるシステム構成例を示す説明図である。

【図 2】 第 1 実施形態および第 2 実施形態におけるチャネル構成例を示す説明図である。

【図 3】 第 1 実施形態におけるパケットの転送例を示す説明図である。

【図 4】 第 1 実施形態における無線パケット端末の動作例を示すフローチャートである。

【図 5】 第 1 実施形態における無線基地局の動作例を示すフローチャートである。

【図 6】 第 2 実施形態におけるパケット転送例を示す説明図である。

【図 7】 第 2 実施形態における無線パケット端末の動作例を示すフローチャートである。

【図 8】 第 2 実施形態における無線基地局の動作例を

示すフローチャートである。

【図 9】 実施例におけるパケットの転送例を示す説明図である。

【図 10】 実施例における無線パケット端末の動作例を示すフローチャートである。

【図 11】 実施例における無線基地局の動作例を示すフローチャートである。

【図 12】 本発明によるスループットの改善効果を示すグラフである。

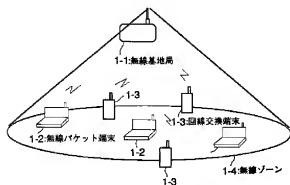
【図 13】 ICMA 方式の動作例を示す説明図である。

【図 14】 TDD ALOHA 予約方式の動作例を示す説明図である。

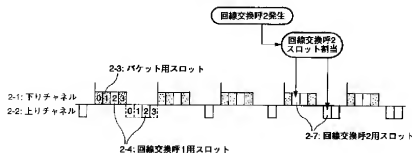
【符号の説明】

1-1……無線基地局、1-2……無線パケット端末、1-3……回線交換端末、1-4……無線ゾーン、2-1, 3-1, 4-1, 5-1……下りチャネル、2-2, 3-2, 4-2, 5-2……上りチャネル、2-3, 3-3, 4-3, 5-3……パケット用スロット、2-4, 3-4, 4-4, 5-4……回線交換呼 1 用スロット、2-7, 3-7, 4-7……回線交換呼 2 用スロット、3-8, 4-8, 5-5……空きスロット情報

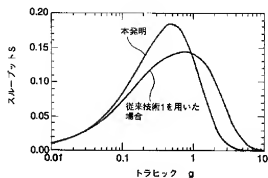
【図 1】



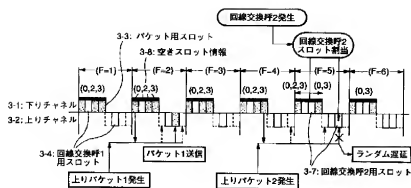
【図 2】



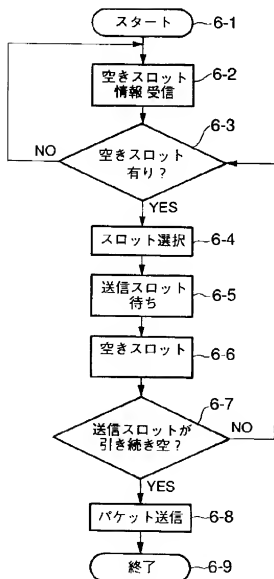
【図 12】



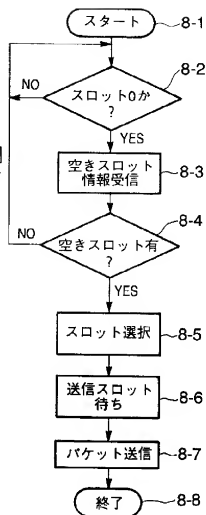
【図3】



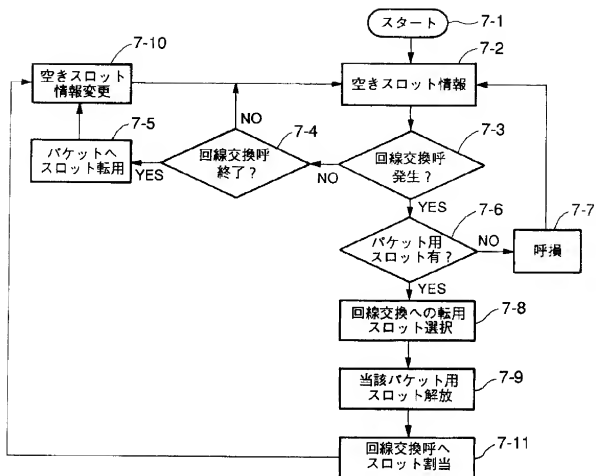
【図4】



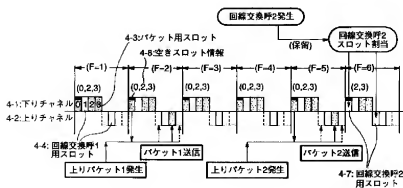
【図7】



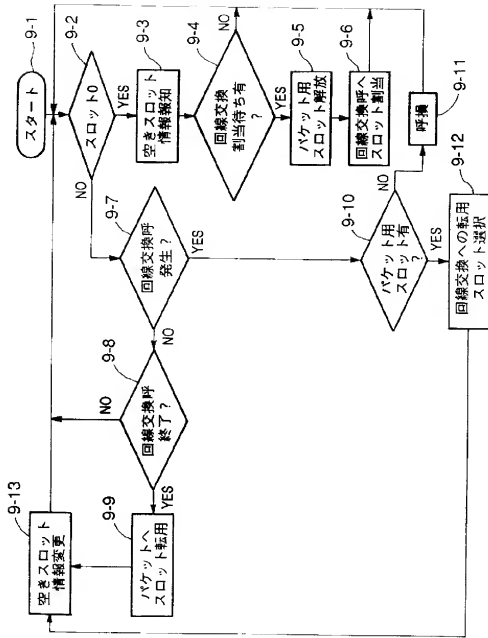
【図5】



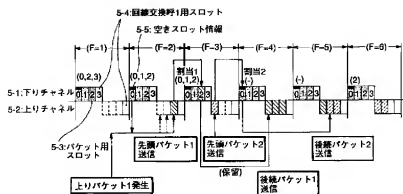
【図6】



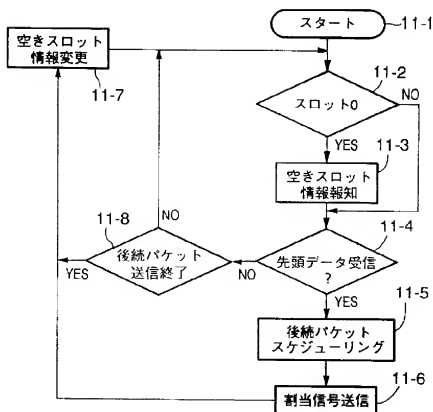
【図8】



【図9】

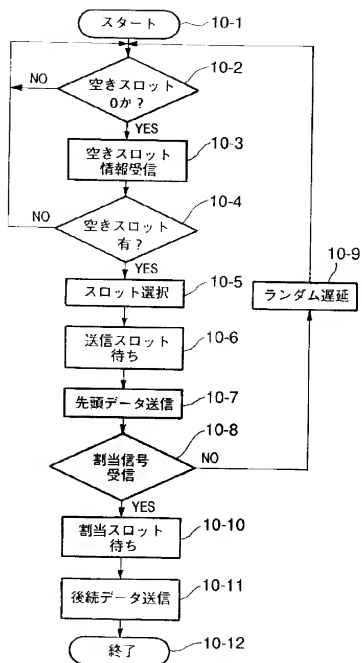


【図11】

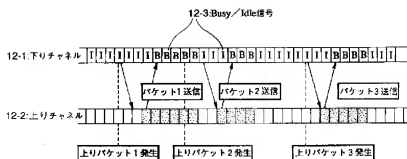




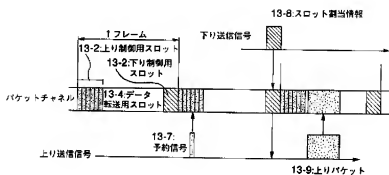
【図10】



【図 1 3】



【図 1 4】



フロントページの続き

(51) Int. Cl. <sup>6</sup>

H 0 4 Q 7/26

7/30

11/04

識別記号

3 0 1

F I

JP10327126A CDMA RECEIVER

## Bibliography

### DWPI Title

Code division multiple access receiver used in mobile communication subtracts corresponding cancellation signals produced by different ones of other path demodulators from CDMA signal associated with that subtractor

### Original Title

CDMA RECEIVER

### Assignee/Applicant

Standardized: LUCENT TECHNOLOGIES INC

Original: LUCENT TECHNOL INC

### Inventor

HUANG HOWARD C ; CHIH-LIN I ; TEN BRINK STEPHAN ; VANNUCCI GIOVANNI

### Publication Date (Kind Code)

1998-12-08 (A)

### Application Number / Date

JP1998116412A / 1998-04-27

### Priority Number / Date / Country

US1997841316A / 1997-04-30 / US

JP1998116412A / 1998-04-27 / JP

## Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To improve performance by preventing interference to a multipath caused by a pilot signal by removing the pilot signal of multipath component, which causes the interference of base band received signal, by reconstituting it as prescribed and adding/subtracting that signal later.

**SOLUTION:** A signal  $r_0$  of path 0 and a signal  $r_1$  of path 1 in received decoding signals  $r(n)$  are respectively processed by an on-time selector circuit OTS and inputted to RAKE fingers 603 and 604 later. In this case, pilot reconstitution circuits 606 and 607 are reconstituting pilot signals through predicted attenuation, phase and path delay are respectively added to the fingers 603 and 604, the pilot signal from the path 0 is reconstituted, subtracted from the signal of path 1 by an adder 609 and removed. Similarly, the pilot signal reconstituted from the path 1 is subtracted from the signal of path 0 by an adder circuit 608 and removed and afterwards, the signals are respectively exactly demodulated by fingers 0 and 1 and bit-determined or processed by a viterbi decoder 605.

特開平10-327126

(43) 公開日 平成10年(1998)12月8日

(51) Int.Cl.<sup>5</sup>

H 0 4 J 13/04

H 0 4 B 7/26

H 0 4 L 7/00

識別記号

F I

H 0 4 J 13/00

H 0 4 L 7/00

H 0 4 B 7/26

G

C

D

P

審査請求 未請求 請求項の数24 O L (全 25 頁)

(21) 出願番号

特願平10-116412

(22) 出願日

平成10年(1998)4月27日

(31) 優先権主張番号

0 8 / 8 4 1 3 1 6

(32) 優先日

1997年4月30日

(33) 優先権主張国

米国 (U S)

(71) 出願人 596077259

ルーセント テクノロジーズ インコーポ  
レイテッドLucent Technologies  
Inc.アメリカ合衆国 07974 ニュージャージ  
ー、マレーヒル、マウンテン アベニュー  
600-700

(72) 発明者

ハワード シー、ヒュアン

アメリカ合衆国、07701 ニュージャージ  
ー、レッド パンク、マナー ドライブ  
3

(74) 代理人

弁理士 三俣 弘文

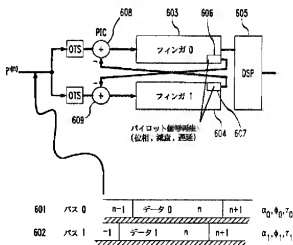
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 CDMA受信機

(57) 【要約】

【課題】 パイロット信号干渉除去技術を用いたコヒー  
レントMC-CDMA受信機を提供すること。

【解決手段】 本発明は、ユーザデータチャネルと、L  
個のバスの介しての個々のパイロットチャネルとを含む  
コヒーレントCDMA信号を受信し復調するCDMA受  
信機において、前記所望のデータチャネルは、あるバス  
のパイロットチャネルとは直交し、(A) 1 個のバスを  
介して受信したCDMA信号からデータチャネルとパイ  
ロットチャネルを見積り減算手段が使用する (L-1)  
個の除去信号を生成するL個のバス復調器と、(B) 自  
己の減算手段に関連しない他の (L-1) 個のバス復調  
器のうちの個々の復調器により生成された (L-1) 個  
の除去信号を、減算手段に関連するCDMA信号から減  
算するL個の減算手段とを有することを特徴とする。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 少なくとも1個のユーザデータチャネルと、複数のL個（Lは2以上の整数）のバスを介しての個々のパイロットチャネルを含むコヒーレントCDMA信号を受信し復調するCDMA受信機において、前記所望のデータチャネルは、あるバスのパイロットチャネルとは直交し、

（A） L個のバスのうちの1個のバスを介して受信したCDMA信号からデータチャネルとパイロットチャネルを見積り、減算手段が使用する（L-1）個の除去信号を生成するL個のバス復調器と、

（B） 関連減算手段に関連しない他の（L-1）個のバス復調器のうちの個々の復調器により生成された（L-1）個の除去信号を、減算手段に関連するCDMA信号から減算するL個の減算手段とを有することを特徴とするCDMA受信機。

【請求項2】 前記（L-1）個の除去信号は、再構成されたパイロット信号であり、前記各（B）減算手段は、前記再構成されたパイロット信号を復調器へ入力される信号から減算するために、前記関連復調器の前に配置されることを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項3】 前記（L-1）個の除去信号は、一対の相関処理で再構成されたパイロット信号であり、前記（B）減算手段は、一対の相関処理で再構成されたパイロット信号をそのデータ/パイロットアキュムレータから出力された信号から減算するために、その復調器のデータ/パイロットアキュムレータの後に配置された一対の減算器であることを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項4】 前記除去用のパイロット信号は、1個のシンボルに對し実行された第1チャネル見積により得られた最新のチャネル見積を有するチャネル見積アルゴリズムを用いて再構成され、前記復調器の入力は、1個のシンボルの間、来入するチップレート信号をバッファリングすることにより得られることを特徴とする請求項2記載のCDMA受信機。

【請求項5】 前記除去用のパイロット信号は、前のシンボル間隔復調から得られた最新のチャネル見積を有するチャネル見積アルゴリズムを用いて再構成され、これらのチャネル見積は、パイロット信号の再構成と前のシンボル間隔の復調用に用いられることを特徴とする請求項2記載のCDMA受信機。

【請求項6】 第1チャネル見積の前の減算手段は、1個のシンボルに亘って、前のシンボル間隔復調から得られた最新のチャネル見積を有するチャネル見積アルゴリズムを用いて再構成されたパイロット信号を除去することを特徴とする請求項4記載のCDMA受信機。

【請求項7】 前記一対の相関処理で再構成された除去用のパイロット信号は、利用可能な最新のチャネル見積

を有するチャネル見積アルゴリズムを用いて再構成されることを特徴とする請求項3記載のCDMA受信機。

【請求項8】 チャネル見積アルゴリズムの前に減算手段を有し、この減算手段は一対の相関処理されたパイロット信号を再構成するために用いられる出力を有し、パイロットアキュムレータ信号上の除去用に用いられる一対の相関処理されたパイロット信号の成分の第1中間結果を除去することを特徴とする請求項7記載のCDMA受信機。

【請求項9】 （C） 他の（L-1）個の復調器の遅延時間に関連するパイロット除去信号のパルス形状を再構成する再構成用ローパスフィルタ（RLP）をさらに有することを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項10】 前記（C）再構成用ローパスフィルタは、有限インパルス応答（FIR）フィルタを用いて実現されることを特徴とする請求項9記載のCDMA受信機。

【請求項11】 前記有限インパルス応答フィルタは、ルックアップテーブルを用いて実現されることを特徴とする請求項10記載のCDMA受信機。

【請求項12】 前記再構成用ローパスフィルタは、係数用のルックアップテーブルを用いて実現されることを特徴とする請求項9記載のCDMA受信機。

【請求項13】 （D） 指定されたマルチパス成分の信号パワーに従って、（L-1）個の除去信号の生成を切り切る各復調器内のスイッチ手段をさらに有することを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項14】 前記パイロットチャネルは、少なくとも1個のユーザ信号チャネルに直交することを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項15】 前記パイロットチャネルは、あるバスの所望のユーザ信号チャネルに非直交であり、各復調器は、復調の前にマルチパス成分の非直交パイロット信号を除去するために（L-1）個の除去信号と付属の除去信号を生成し、前記非直交パイロット信号の除去は、各L個の減算手段内の余分の付属的減算を用いて行われることを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項16】 前記複数の信号チャネルは、ウォルシュ符号を用いて符号化されることを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項17】 少なくとも一人のユーザは、複数の信号チャネルを使用することを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項18】 前記コヒーレントCDMA信号は、少なくともQ信号チャネルと1信号チャネルを含むことを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項19】 CDMAシステムのユーザ局の一部は、少なくとも1つの基地局と複数のユーザ局を含む

ことを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項20】 CDMAシステムの基地局の一部は、少なくとも1つの基地局と複数のユーザ局を含むことを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項21】 減算手段の出力をチャンネル重み付けする手段と、前記重み付けされた出力を結合する手段をさらに有することを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項22】 少なくとも1個のユーザデータチャンネルと、複数のL個（Lは2以上の整数）のバスを介しての個別のパイロットチャンネルを含むコヒーレントCDMA信号を受信し、復調するCDMA受信機の動作方法において、前記所望のデータチャンネルは、あるバスのパイロットチャンネルとは直交し、

(A) L個のバス復調器の各々において、L個のバスのうちの1個のバスを介して受信したCDMA信号からデータチャンネルとパイロットチャンネルを見積り、特定の減算手段により使用される（L-1）個の除去信号を生成するステップと、

(B) L個の減算手段の各々において、自己の減算手段に関連しない他の（L-1）個のバス復調器のうちの別の1個の復調器により生成された（L-1）個の除去信号を減算手段に関連するCDMA信号から減算するステップとからなることを特徴とするCDMA受信機の動作方法。

【請求項23】（L-1）個の除去信号の1つまたは複数の減算を制御する手段、をさらに有し、

前記（L-1）個の除去信号の各々の減算は、関連データチャンネル信号で受信されたパイロット信号とその変動分に基づいて決定されたしきい値レベルの関数として制御されることを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項24】 生成され減算されるべき除去信号の組は、式（6）で与えられることを特徴とする請求項23記載のCDMA受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、符号分割多重（CDMA）受信機に関し、パイロット干渉除去技術を用いたコヒーレントMC-CDMA受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】符号分割多重アクセス（CDMA）は、ワイヤレス通信システムの最も有望なシステムになりつつある。CDMAユーザは、異なる符号シーケンスにより他のユーザから区別されている。CDMA信号がワイドバンドである特徴により、この受信機は、RAKE受信機を用いて内蔵する時間ダイバシティを用いることによりフェージングに耐え得るようになっている。

【0003】RAKE受信機をコヒーレントに実現するためには、パイロット信号を用いてコヒーレント検出に必要なチャンネルの振幅と位相の予測値を得ている。IS-95仕様様のCDMAシステムの場合においては、このパイロット信号はユーザの拡散符号に対し直交しており、その結果マルチパスの分散がないという稀な場合においては、パイロット信号は、所望のユーザに対するマッチドフィルタの出力点で干渉を引き起こすことはない。

【0004】しかし、マルチパス分散が存在する場合には、所望の信号に対し直交していない様々な種類のマルチパス成分に起因して、マッチドフィルタの出力点で不要な干渉が存在する。具体的に説明すると、所望のトラフィックチャンネルのあるマルチパス成分にとっては、そのマッチドフィルタの出力は、他のマルチパス成分と、他のチャンネルの他のマルチパス成分と、パイロット信号とに起因する不要な寄与分を有することになる。

【0005】パイロット信号は、ダウンリンク信号のパワーの約20%であるので、そのマルチパス成分は、活性トラフィックチャンネルの全数が多い場合には、近道効果（near-far effect）により、特に所望のユーザのビット決定に対し損傷を与えることがある。従来のRAKE受信機は、チャンネル間のマルチパス干渉に対処策を講じていないため、その結果性能が劣化することになる。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】したがって本発明の目的は、パイロット信号干渉除去技術を用いたコヒーレントMC-CDMA受信機を提供することである。

【0007】

【課題を解決するための手段】本発明のCDMA受信機は、受信信号からパイロット信号を除去する。このパイロット信号は、そのマルチパスパラメータ（振幅、位相シフトと遅延）と、そのシグネチャシーケンス（signature sequence）によって規定されている。この情報はユーザの受信機端末（即ち、ハンドセット）に知られているので、ベースバンドの受信信号の干渉を来すマルチパス成分のパイロット信号が、検出され、所望のマルチパス成分を復調する前に取り除かれる。

【0008】特に本発明のCDMA受信機は、複数のL本（Lは2以上の整数）のバスを介して受信した個々のパイロットチャンネルと、少なくとも1つのユーザデータチャンネルを含むコヒーレントCDMA信号を受信し復調する、そしてこの所望のデータチャンネルは、あるバスではパイロットチャンネルに対し直交している。

【0009】CDMA受信機は、L個のバス復調器を有し、各復調器はL本のバスの内1本のバスを介して受信したCDMA信号からデータチャンネルとパイロットチャンネルを予測し、L個の減算手段（subtractor means）の特定の1つにより使用される（L-1）個の除去信号

(cancellation signals)を生成する。各L個の減算手段は、その減算手段に関連するCDMA信号から(L-1)個の除去信号(他の(L-1)個のバース復調器の別の復調器により生成される)を減算する。

【0010】前復調型(pre-demodulation)の実施例においては、この(L-1)個の除去信号は、再構成されたパイロット信号であり、そして各減算手段は、その関連復調器の前に配置され、再構成パイロット信号をその復調器に入力される信号から減算する。

【0011】後蓄積型(post-accumulation)の実施例においては、各(L-1)個の除去信号は、相関器で処理され再構成された一対のパイロット信号であり、各減算手段は一対の減算器であり、これらはその復調器のパイロットとデータのアクキュムレータ(蓄積器)の後ろに配置され、一対の相関器処理された再構成パイロット信号をそのデータとパイロットアクキュムレータからの出力信号から減算する。

【0012】本発明の他の実施例においては、パイロット信号の除去は、所定レベルを超えて検出されたパス信号レベルに応じてオン、オフに切り換えられる。

【0013】

【発明の実施の形態】図1にはIS-95用に与えられた値を有する同期パイロット符号補助のCDMA通信リンク用の送信器が示されている。この実施例においては、レート $R_b$ (ビットレート、シンボルレート)でユーザjとkからのデータ信号が符号拡散器101jと101kに接続されている。ここには長さg( $g=64$ )の異なる直交Walsh符号が個々のユーザ用の拡散シークエンスとして用いられている。符号拡散器101jと101kの出力は、加算器102内でパイロット信号と結合されて、Walsh-拡散ベースバンド信号を形成する。最大( $g-1$ )個のデータチャネル(制御チャネルを含む)が一度に利用できる(チャネルの1つはパイロット信号により占有されている)。

【0014】このWalsh-拡散ベースバンド信号は、例えばレート $R$ で符号化器104-105内で別のPN符号拡散シークエンス(ショートコードあるいはパイロット符号シークエンスとも称する)と乗算される。

【0015】この拡散(Walsh拡散とショートコード拡散の両方)が、広い周波数スペクトラムにデータ信号のバンド幅を広げる。このように得られたチップレート信号は、元のシンボルレート信号よりも $g=R_c/R_b$ 倍だけ広いバンド幅を占有する。例えば、この拡散シークエンスは、IチャネルとQチャネル(QPSK拡散)に対しては、異なる周期的二進PNシークエンス(PNは疑似ノイズ)である。この拡散シークエンスは、「チップシークエンス」とも称し、そのため拡散後の処理レートは、「チップレート」 $R_c$ とも称する。

【0016】未変調パイロット符号(Walsh符号は0で、常に+1で、そのデータは常に+1)がデータ信

号内に組込まれ、受信機のデータチャネルのコヒーレント復調用に位相基準として用いられる。全てのユーザに対して1個のパイロットチャネルで十分であるが、それは同期CDMAリンクだからである。

【0017】符号化器104-105からの出力は、それぞれFIRフィルタ106と107でフィルタ処理される。FIRフィルタ106、107の出力は、その後それぞれ無線キャリア周波数信号 $\cos(\omega_c t)$ と $\sin(\omega_c t)$ を用いて変調器108と109によりアップコンバートされる。変調器108、109の出力は無線周波数信号であり、これらの信号はコンバイナ110内で結合されて、アンテナ111を介して無線で移動局ユーザに送信される。

【0018】この無線周波数QPSK/CDMA信号は、合算された全てのチャネル(データチャネル、パイロットチャネル)を含む。レート $R_b$ でのベースバンド内(シンボルとも称する)の1ビットは、チャネル上のレート $R_c$ のg個のチップからなる。

【0019】例えば、IS-95の送信器においては、パラメータは次の通りである。 $R_b=19.2\text{ kbps}$ (kilobit per second),  $R_c=1.2288\text{ Mcps}$ (megachip per second),  $g=64$ 。

【0020】図2は、移動局で使用されるCDMA受信機を表すブロック図である。アンテナ201を介して受信した無線周波数信号は、変調器202、203によりそれぞれ無線周波数信号 $\cos(\omega_c t)$ と $\sin(\omega_c t)$ を用いてダウンコンバートされる。ダウンコンバートの機能を実行する変調器202、203の出力は、それぞれアンチリアシングLPF(ローパスフィルタ)204、205によりフィルタ処理されて、ベースバンドI信号とベースバンドQ信号を生成する。

【0021】その後、このI信号とQ信号は、デジタル信号プロセッサ(DSP)209の制御下で動作するCDMA RAKE受信機208により復号化され、逆拡散されて、出力データ信号210を生成する。DSPは、異なるマルチパス成分を追跡する別々のフィンガにより受信したデータ信号の重み付き平均を出力する。

【0022】パイロット干渉除去(pilot interference cancellation)を行う本発明のCDMA復調器フィンガの実施例を説明する前に、従来技術にかかるCDMA RAKE受信機の動作について説明する。RAKE受信機は、他のユーザに起因する干渉が存在しない場合には、マルチパス環境内で信号を受信するのに最適なメカニズムである。しかし本発明のCDMAシステムは、他のユーザによる干渉が存在する場合に適用される。その理由は、所望の信号と干渉信号の間の相互相関(cross-correlations)は非常に低く、RAKE受信機は非常に良好な(しかし必ずしも最適ではない)の性能を与えるからである。

【0023】RAKE受信機の例は、次の文献に記載さ



れている。

1) "A Communication Technique for Multipath Channels" by R. Price and P.E. Green Jr.; Proceedings IRE, Vol. 46, Pages 555-570, March, 1958

2) "Introduction to Spread Spectrum Anti-multipath Technique and Their Applications to Urban Digital Radio" by G. L. Turin; Proceedings IEEE, Vol. 68, No. 3, Pages 328-353, March, 1980

3) "Digital Communications" by J. G. Proakis; McGraw-Hill, 1989

【0024】図3は、CDMA受信機のブロック図である。RAKE受信機は、マルチパス環境において、異なるパスを介して到達した受信信号の固有の時間ダイバシティの利点を利用して、CDMAシステムの順方向リンクと逆方向リンクの両方で用いられる。

【0025】アナログのI信号(I)とQ信号(Q)は、それぞれA/D回路301と302でデジタル信号に変換される。制御論理回路303は、デジタル信号プロセッサDSPのインタフェース機能と、制御機能と、共通タイミング機能とをCDMA受信機に与える。制御論理回路303は、DSP(図示せず)からのDSPパスを介して受信した信号の制御下で動作する。RSSI(受信信号強度インディケータ)304が、様々な信号パスを介して受信したI信号とQ信号の全受信信号パワーを計算する。

【0026】RAKE受信機においては、数個(通常4個)のほぼ同一機能のフィンガユニット305-308がある。各フィンガ305-308を用いて、マルチパス環境で異なる空間パスを介して到着した受信信号を復調する。これらのフィンガ305-308は基本的に同一であるが、但しこれらは時間遅延、減衰特性、位相特性が異なる。フィンガユニット308はさらに付属の小型論理回路を有し、それを高速パイロットサーチャとして用いることができる(図1に示したWalsh信号パイロットを検出するコヒーレント受信機内で使用される)。

【0027】パイロットサーチャフィンガ308は、入力信号をパイロットPNシーケンスでもって連続的に相関をとることにより入力信号を検査する。パイロットサーチャフィンガ308は、異なる基地局とマルチパス成分とを検出し、それぞれのPNオフセットを復調用フィンガ305-307に配信する。

【0028】各復調器のフィンガは、入力したマルチパスで歪んだ信号のあるパスのコヒーレント復調を実行する。

【0029】図4は、コヒーレントCDMAの従来技術にかかるレクティフィングのアーキテクチャである。コヒーレントCDMA受信機内のIS-95RAKEフィンガは、3個の複合相関器を有し、それぞれ402はパイロットオンタイム検出で、403はパイロット早期/

遅延の検出で、404はデータオンタイムの検出用であり、これらが一体となってタイミング信号を再構成する。この構成によりデータ複合相関器404による単一Walshチャネル上のデータの復号化と、遊散化が可能となる。相関器402-404のデータ出力は、その後DSPパスを介してDSP420に出力される。

【0030】I/QPN生成器405が、入力符号を相関器402-404に与える。Walsh関数生成器406は、Walsh符号をデータ複合相関器404に与える。制御回路407とスリユ制御論理408がRAKEフィンガの動作に制御信号を与え、かつDSPパスへのインタフェースを与える。

【0031】次に従来の変数数の定義を示す。

T<sub>c</sub> 秒あたりのチップ持続時間

R<sub>c</sub> = 1/T<sub>c</sub> チップレート、IS-95では1.2288 Mcps

R<sub>b</sub> = R<sub>c</sub>/N<sub>c</sub> ビットレート(即ち、シンボルレート)、IS-95では19.2 kbps

N<sub>c</sub> シンボル(ビット)あたりのチップ数、IS-95では64

【0032】A パイロットゲイン(単一のユーザ振幅と比較した)

ρ 各IチャネルとQチャネルに対し、1チップ間隔の間得られたサンプル数(オーバーサンプリング係数)

ΔT<sub>1</sub> = (Δ<sub>1</sub> + δ<sub>1</sub> · 1/ρ) T<sub>c</sub> メインパス成分に対する1番目のマルチパス成分の遅延時間、ここでΔ<sub>1</sub>は整数部分(チップの遅延)で、δ<sub>1</sub>がチップの分数部分(チップの1/ρ部分の遅延)、Δとδは整数値でδ = 0...ρ -

【0033】τ<sub>1</sub> = ρ Δ<sub>1</sub> + δ<sub>1</sub> サブチップ内のパス0に対する遅延; 1チップはρ個のサブチップから構成される(τ<sub>0</sub> = 0と仮定)

L マルチパス成分の数; インデックスはl = 0...L - r<sub>(L)</sub><sup>(n)</sup> 他のマルチパス成分からのノイズを含むマルチパス成分lに対するn番目のシンボルの受信信号ベクトル(各ベクトル要素は、複素数)

【0034】p<sub>(L)</sub><sup>(n)</sup> マルチパス成分lに対するn番目のシンボルのpNショートコード(ショートコード、パイロット符号とも称する)

s<sub>k(L)</sub><sup>(n)</sup> マルチパス成分l(ユーザk)用のn番目のシンボルのシンボルシグネチャーコード(Walsh-code)でベクトル要素は実数

【数1】

$$\hat{a}_{(l)}^{(n)}$$

上記の符号は、マルチパス成分lに対するn番目のシンボルから得られた復号チャネル予測値(これはベクトルではない)

【0035】

【数2】

上記の符号は、マルチパス成分1の利用可能なチャネル予測値の組  
【数3】

$$r(\hat{e}_{0,n})$$

上記の符号は、より信頼できるチャネル予測値（平均化、FIR-LPフィルタ処理）を得るためのチャネル予測値上で実行される関数；計算に使用される最新の予測値はシンボルnの予測値である

【0036】  $y_{(n)}^{(m)}$  マルチパス成分1に対するn番目のシンボルの復調器出力

$r^{1,q}[i] = r[i]$  サブチップレート  $\rho R_c$ 。での合成の  $\rho$  倍でオーバーサンプルされた復号信号

【数4】

上記は、受信信号ベクトル  $\tilde{r}^m$ 。

【0037】 従来の受信機

図5にパイロットオンタイム複合相関器（図4の402）と、データ1オンタイム複合相関器（図4の404）の基本的な復調器の構造をマルチパス成分が0の複合信号処理ブロックとして示す。要素501-504は、パイロットオンタイム相関器402の機能を与え、一方501-503、507、508は、データ1オンタイム相関器404の機能を与える。図5に用いられた複素数のグラフ表示は、同図に示すように入力信号は  $r[i] = r^1[i] + r^q[i]$  である（即ち、図4の1信号とQ信号である）。

【0038】 入来信号  $r[i]$  は、チップシンボルあたりの  $\rho$  個のサンプルである、オーバーサンプルされた複合QPSKDS/CDMAベースバンド信号（ダウンコンパート後の）である。オンタイムセクタ501は、後続の処理のためにチップあたり  $\rho$  個のサンプルのうちの1つをピックアップする。信号  $r_{(n)}^{(q)}[i]$  を乗算器503内で複合共役回路502から受信した適宜に整合化したショートコードのPNシーケンス  $p_{(n)}^{(m)}$  と乗算することによりパイロット信号の逆拡散が実行される。

【0039】 乗算器503からの信号から上側のアキュムレート通路（1シンボルに亘る蓄積（accumulation））からチャネル予測値（数1式）が得られる。チャネル予測相関器と称するこの上側通路は、アキュムレート504と選択的にチャネル予測アルゴリズムブロック（Channel Estimation Algorithm Block (CAL)）505と、複合共役回路506とを有する。

【0040】 特定のマルチパスに対するチャネル係数は、シンボル毎に大幅に変化するわけではないので、現在のシンボルに対するチャネル係数予測は、CAL505により改善され、そしてこのCAL505は、アキュムレート504からの現在の出力と全ての得られたチャ

ネル予測の重み付き平均を生成する。シグネチャーコード  $s_{k(L)}^{(n)}$  の（ユーザkのWalsh符号）を除去すると、下側通路、即ちデータ相関器507-508は二進情報を再構成し、この二進情報を乗算器509内で上側通路からの複素共役チャネル予測値（チャネル重み付け値）と乗算することにより、信号スペース（位相/減衰相関）に整合する。

【0041】 ブロック510は、乗算器509からの複合信号（チャネル予測出力とデータ相関器出力の積）の実部を取り、それを図6のデジタル信号プロセッサ（DSP）620として示す受信機の復号化部分（ビタビ復号化器、スライサーあるいはマルチパス結合器）に入力する。

【0042】 CALブロック505に関しては、チャネル予測値（数1式）は、シンボルレートでもって得られる。（このチャネル予測値は、パイロットチャネルと相関をとることにより得られたためである。）より信頼性のあるチャネル予測値を得るためには、最後のN  $\alpha$  個のチャネル予測値（nはチャネル予測計算アルゴリズムに含まれる最新のチャネル予測値のインデックスとする）のある種の重み付けの和である下記式をとること、例えばローパスFIRフィルタ処理をすることは一般的である。

【数5】

$$r(\hat{e}_{0,n})$$

【0043】 CALアルゴリズムの利点は、フーゼンクとVCOオフセットのようなチャネル特性により、制限される。その理由は、チャネルパラメータは、平均化（即ち、線形挿入も可能である）の間ほとんど一定に維持しなければならないからである。CALの複雑さを増加させることを考えると、大部分の時間1シンボルに亘るチャネル予測値で十分であることが分かる。しかし、後述するように本発明のパイロット除去系はある特定のチャネル予測アルゴリズムに限定されるものではない。

【0044】 以下の説明においては、どのチャネル予測値（最新の？）がパイロット再構成に使用されるCALに含まれるか、および復調のどの部分が除去の利点を利用しているかを明確にすることが重要である。復調は常に最新のチャネル予測値の知識を有しているが、パイロット再構成は、必ずしも有しているわけではない。

【0045】 アキュムレートブロックに関しては、その出力点で記憶容量を有している、あるいは要素をホールドできると仮定している。アキュムレートは、各シンボリッククロックサイクル毎に最新の蓄積値を新たな蓄積値で更新するまでその値を保持している。

【0046】 図4の従来の受信機に基づいて、前置および後置の復調除去構造の両方に本発明のパイロット除去

系を適用した数個の実施例を示す。本発明の構造は、ブロック 503-510 を含む復調ユニット 520 を用いている。

【0047】図面を単純化するために、2 個のパス信号に着目し、このため 2 個の復調フィンガ、即ちフィンガ 0 とフィンガ 1 のみを示す。これ以上の数のパス/フィンガへの拡張は当業者には容易であろう。

#### 【0048】前後復調除去系

前後復調除去系においては、パイロット干渉除去（減算）がチップーサンプル上で実行される。

【0049】図 6 に本発明のパイロット干渉除去（Pilot Interference Cancellation (PIC)）系の外観を示す。図 6 の本発明の受信機は、2 本のパス 611 と 612 のみを経由した信号を受信し、そのため受信機の通常は 3 本以上のフィンガのうち 2 本のみを使用する（図 3 参照のこと）。フィンガ 603、604 は、それぞれ異なるパス信号 601 と 602 を前述した方法で復調するよう動作する。

【0050】この実施例の受信機は、複合信号  $r^{(m)}$  を使用するが、それがパス 0 とパス 1 からの両方の信号を表すことは認識していない。これらパス 0 とパス 1 の信号は、減衰  $\alpha$ 、位相  $\phi$ 、パス遅延  $\tau$  の点で異なっている。パイロット信号は、受信パス信号のパワーの約 20 % を示すので、パス 1 のパイロット信号をパス 0 の受信信号から取り除くことができ、そしてその逆もまた可能でなければ、その結果受信機はより正確な復調を実行できることを発明者は認識した。

【0051】このことを考慮すると、フィンガ 603、604 を変更してパイロット再構成回路 606、607 をそれぞれそれらのフィンガ 603、604 に追加して、パス 0 からのパイロット信号 611 と、パス 1 からのパイロット信号 612 を再構成する。パス 0 の受信信号  $r^{(m)}$  である  $r^{(c)}$  は、オンタイムセレクタ回路 (on-time selector circuit (OTS)) によりまず処理されて、その後変更したフィンガ 603 により処理される。パス 1 の受信信号  $r^{(m)}$  である  $r^{(1)}$  は、同じオンタイムセレクタ回路 (OTS) 602 によりまず処理されて、その後修正されたフィンガ 604 により処理される。

【0052】パイロット再構成回路 606、607 は、予測された減衰  $\alpha$ 、位相  $\phi$ 、パス遅延  $\tau$  をもってパイロット信号を再構成する。同図に示すようにパス 0 からの再構成パイロット信号は、加算回路 609 内でパス 1 の信号から減算される（即ち除去される）。本発明の前後除去系においては、パイロット干渉除去（減算）は、復調が行われる前にチップーサンプル上で実行される。

【0053】同様にパス 1 からの再構成パイロット信号は、加算回路 608 内でパス 0 の信号から減算される。それぞれパス 1 とパス 0 のパイロット信号を減算して得られたパス 0 とパス 1 の信号は、その後さらにそれぞれ

フィンガ 0 とフィンガ 1 内で正確に復調される。前述したのと同様に、フィンガ 0 と 1 からの出力信号は、例えば DSP 605 内で実行されるようなビット決定、あるいはビタビ復号化装置内で処理される。

#### 【0054】A. 一パッファを有するパイロット除去（ディテクタ A）

図 7 はパイロット除去用に最新のチャネル予測を獲得するために、シンボルパッファを用いた 2 フィンガの前後除去構成の詳細図である。本発明によれば、パイロットを再構成し、それを復調の前に除去する現在のシンボルのチャネル予測値を使用するために、データは蓄積しなければならない。その後この処理は次の 3 段階で行われる。

【0055】1. 各フィンガ 1 に対して、受信信号から 1 番目のマルチパス成分のチャネル予測値を得て、この予測値を用いてパイロットを再構成する。

2. L 個の蓄積された受信信号の各々に対して、他の (L-1) 個のマルチパス信号により引き起こされたパイロット干渉を除去するためにこの再構成されたパイロットを使用する。

3. このようにして得られた信号を復調する。

【0056】図 7 は、この手順に従って作用する構成を示す。以下の説明においては、ダッシュを付けた番号は、ダッシュの付いていない番号のブロックと同一の働きをする。同図に示すようにブロック 501' - 505', 509', 520' は、ブロック 501-505, 509, 520 (図 5 に示す) と同じ働きをする。ブロック 700 と 700' は、正規化された (705 と 705' により) チャネル予測値 (504-505, 504' - 505' を用いて得られた) を用いる別個のパイロットディテクタである。

【0057】パイロットディテクタ 700 と 700' のパルス整形は、それぞれ RLP ブロック 701 と 701' (再構成ローパスフィルタ) を用いて考慮に入れられる。RLP 701 と 701' は、遅延が複数のチップ持続期間に存在しない場合には必要である。パルス整形を考慮しないビットエラーレート (Bit Error Rate (BER)) は増加する。RLP の実現方法を以下に説明する。

【0058】パイロットディテクタ 701 と 701' がパイロット信号を再構成している間、シンボルパッファ 703-704 と 703' - 704' により、シンボルデータを蓄積しておくことができる。

【0059】一方のブランチにおいて RLP により導入された遅延を除去するために、小さな RLP 遅延パッファ  $z^{-D}$  が他方のブランチに付加されるために必要である (D はチップーサンプルの RLP 遅延、 $D=N/2$  で、N は RLP フィルタのタップ数)。かくして遅延量  $z^{-D}702$  と  $702'$  は、それぞれ RLP 701 と 701' を補償する。

【0060】選択事項として、あるチップの範囲における遅延オフセット（シンボルあたりのチップの全数に比較して小さな）に対して、遅延706-708と706'-708'として示される下記の整合パツファの影響を考慮してもよい。

【数6】

$$z^{-\Delta_i}, \Delta_i = (\max_j \Delta_j) - \Delta_j$$

【0061】このような影響は、無視できると我々は考えた。理由は実際に実現する際に全てのフィンガの出力の組み合わせはシンボルレートで実行されるからである。それ故に整合パツファ706-708, 706'-708'は必要ではない。このことを考慮すると、チップサンプルレベルで整合パツファに必要とされるハードウェアは必要ではない。そのため以下に示す実施例では、この整合パツファは取り除いてある。

【0062】パス0のパイロット信号がパイロットディテクタ700内で再構成された後、このパイロット信号は加算器711'に加えられ、復調器520'による信号の復調の前にパス1の信号から減算される。パイロットディテクタ700のRLPブロック701からの非パルス整形（遅延しただけであり、RLPの説明を参照のこと）出力は、遅延され、共役化され、乗算器503への入力として用いられる。

【0063】同様にパス1のパイロット信号は、パイロットディテクタ701'内で再構成され、これは加算器711に加えられ、復調器520による信号の復調の前にパス0の信号から減算される。パイロットディテクタ700'のRLPブロック701'からの非パルス整形出力は、遅延され、共役化され、そして乗算器503への入力として用いられる。

【0064】本発明の他の実施例によれば、ディテクタAを変更すると、パイロット再構成に使用されるチャネル予測値（700と700'から得られる）は、復調プロセス（復調器520と520'による）にも使用できるようになる。このような実施例においては、本発明はフィンガあたり2個の位相予測器とCALブロックを必要としない。しかし、このことを実行することにより、データ相関器のみがパイロット除去から利点を受け、そのためこの構成はBER性能が落ちる。この同一構成の若干の変更は、次に述べるディテクタCについても適用可能である。

【0065】図8, 9には図7のディテクタAのタイミングチャートを示す。図8のタイミングチャートは、パイロット再構成用のチャネル予測値が、シンボルタイミングに対していかに得られるかを示したものである。シンボルパツファ（例、703）は、シンボルnのパイロット除去がシンボルnのデータから得られたチャネル予測値（最後に得られたチャネル予測値）に対し実行することを補償している。整合パツファ（例、706）によ

り、パイロット除去用の新たなチャネル予測値は復調プロセスの開始点で得られる。

【0066】図9には、パイロット再構成用のチャネル予測値が整合パツファを利用しないタイミングチャートを示す。整合パツファを有しない性能の劣化は、遅延オフセット $\tau_1$ があるチップのディメンション内にある場合には（ $\tau_0 = 0$ と仮定して）無視できる。

【0067】ディテクタAの動作

レイレイフフェージング環境においては、ディテクタAの利点は、ディテクタがパイロット再構成用に得られる最新のチャネル予測値を有しており、これがチャネル特性がシンボル毎に大幅に代わるような場合にBER上に好ましい影響を有することである。

【0068】しかし、AWGNチャネルにおいては、チャネル特徴はシンボル毎に変化しないので、検出器Bに対する改善点は存在しない。

【0069】パイロット信号を再構成するために、チャネル予測値は除去段を通らない信号から得られる。この点に関しては、後述する巡回構成は利点を有するが、その理由はチャネル予測値は除去段を既に通過したデータから得られ、それ故にノイズの影響が少ないためである。

【0070】実際にはチップサンプルは、4ビット解像度（1サンプルとQサンプル）を有する。かしてパイロット再構成プロセス全体は、低ビット解像度（RLP: 4ビット、チップレート乗算: 4ビット）でもって動作することができる。位相整形を考慮しない場合には、チップレートでの乗算さえも必要ではない。チップレートの乗算を避ける別の方法は、後述する後変調計で説明する。

【0071】B-パツファなしの循環型構成（ディテクタB）

図10には前のチャネル予測値を用いることのない循環型前除去を使用する受信機を示す。この構成は、パツファが必要ないために実現するのに最も有望な構成である。付属のハードウェアは最少で済む。復調器520（フィンガ0）と520'（フィンガ1）から前のシンボルn-1の復調に用いられるチャネル予測値1001と1001'をそれぞれフィンガ0と1の次のシンボルnのパイロット信号の再構成と除去に再利用する。このパイロット再構成は、回路1010と1010'で行われる。除去は、減算器711, 711'内で行われる。ディテクタBは、残りのブロックは、前述したブロックと同一の番号を付けてある。

【0072】図11には、パイロット再構成用にチャネル予測タイミングを示すディテクタBのタイミングチャート図を示す。シンボルnのパイロット除去は、シンボルn-1のデータから得られたチャネル予測値と共に一部が動作する（シンボルn, n-2の予測値と共に）。

【0073】ディテクタBの動作

この構成の不利な点は、最新のチャネル予測値が除去に利用できないことであり、その結果高速のフェージング環境において、性能が劣化することになる。

【0074】しかし、循環ループには有効な副次的効果がある。この構成ではパイロット信号を再構成するのに用いられるチャネル予測値は、前述したパイロット除去段を通過したデータから得られる。

#### 【0075】C-再パッファを有する循環型構成（ディテクタC）

図12は、上記で説明した2つの概念を組み合わせた構成を示す。まず第1に、パイロット再構成用にCAL内で得られる（700と700'による）最新のチャネル予測値を有するパッファ（即ち、703と703'）を用い、そして第2に、循環ループ（即ち、1010と1010'）を用いて、その結果パイロット再構成のチャネル予測さえも前のチャネル除去から利点を得ることができるとする。

【0076】同図に示すように巡回ループブロック1010'により、パス1からの検出パイロット信号は、（加算器1210を用いて）パス0のパイロット検知器700へ入力される信号から減算される。同様に巡回ループブロック1010により、パス0からの検出パイロット信号は、（加算器1210'を用いて）パス1のパイロット検知器700'へ入力される信号から減算される。再びディテクタCの残りのブロックは、前述した図と同一の方法で番号がふられている。

【0077】パイロット再構成用のチャネル予測値を使用するディテクタC用のタイミングチャート（図示せず）は、ディテクタAのそれと類似する。但し、パイロット再構成用のよりよいチャネル予測値を提供するさらに別の除去手段を有する点が異なる。

#### 【0078】ディテクタCの動作

ディテクタCは、パイロット再構成用に得られる最新のチャネル予測値と前の除去から利点を有するデータから得られるパイロット再構成用のチャネル予測値の両方を組み合わせる。しかし、ディテクタBの性能向上は、ハードウェアの複雑さ（シンボルパッファとRLPを用いた第2のパイロット再構成処理とチップレートでの乗算が必要である）を正当化できるほど優れたものではない。

#### 【0079】後置積分除去系

この後除去系においては、パイロット除去（減算）は、シンボルレートR<sub>B</sub>で実行される。後除去を行う目的は、チップレートR<sub>C</sub>での乗算を回避するためである。

#### 【0080】A-後復調除去（ディテクタD）

前除去系においては、例えば図13においては、再構成パイロット信号C<sub>CD</sub>[i]は、復調の前にチップレートで受信信号r[i]から加算器1300内から除去される。図13のAにおいては、除去段（加算器1301と1302）は、蓄積器（1303と1304）の後ろ

に配置され、シンボルレートサンプルに対し除去を実行する。

【0081】図14のディテクタDは、オンタイムセレクト501と501'、CAL回路1410と1410'、復調器520と520'とパイロットディテクタ1410と1410'、加算回路1420とを有する。オンタイムセレクト501と501'と復調器520、520'の動作は前述した通りである。

【0082】ディテクタDは、個々に蓄積値（パイロットディテクタ1410と1410'内で）、シンボルレートR<sub>B</sub>でのチャネル予測値（復調器520と520'とCAL回路1401と1401'からの）で乗算された（乗算器1402、1403と1402'、1403'）再構成パイロット信号を用いる。その後1402と1402'から得られたパイロット信号は、加算器1421と1421'内で加算されて、それぞれ520と520'のトラフィック（データ）信号となる。その後乗算器1403と1403'から得られたパイロット信号は加算器1422と1422'内で加算されてそれぞれ復調器520と520'のチャネル予測値になる。

【0083】後除去の有効な副次的効果は、パイロット再構成用にCAL内に最新のチャネル予測値を含むためにシンボルパッファ（例、図7の703）はもはや必要なく（そして整合パッファ、例えば706さえも必要ではない）、その理由はチャネル予測乗算は、現行シンボルの終わりまで遅延するからである。ディテクタDの構成は、図7に示す整合パッファを示すディテクタと等価であるが、シンボルパッファも整合パッファも必要とはしていない。

【0084】図15にはディテクタDのタイミングチャートが示されている。同図に示すようにシンボルレートR<sub>B</sub>での蓄積器の結果は、全てのパスが時間的に整合するまで保持され（遅延オフセットは、シンボル期間よりも通常短い）、そしてその後除去が最新のチャネル予測値で実行される。シンボルレートでの遅延整合制御（蓄積器の出力が保持される）は、同図には明示していない。ディテクタDの性能はディテクタAのそれと類似である。

#### 【0085】B-多段後除去（ディテクタE）

ディテクタDの後除去系は、前のパイロット除去の利点を利用するチャネル予測値を用いてパイロット信号の除去を行わなかった。ディテクタEの構成を図16に示す。

【0086】ディテクタEは、オンタイムセレクト501と501'、CAL回路1401と1401'、復調器520と520'、パイロットディテクタ1410と1410'、加算回路1420、乗算器1402、1403と1402'、1403'とを有し、これらの動作は前述した通りである。さらにまたディテクタEは、CAL回路1601と1601'と乗算器1602と16

0 2' とを有し、1 4 1 0 と 1 4 1 0' のチャネル予測値のみが更新される (refined) ような第 1 除去段を提供する。その後、より良好なチャネル予測値を用いて実際の除去が加算回路 1 4 2 0 内で実行される。

【0 0 8 7】ディテクタ E のタイミンググラフは、図 1 5 のディテクタ D のそれと同一である。

#### 【0 0 8 8】ディテクタ E の動作

ディテクタ E の動作は、ディテクタ C に類似する (若干良好であるが)、その理由はパイロット再構成用に使用される、あるいは除去前の全てのチャネル予測値は最新のものだからである。より良好なチャネル予測値を得るためには何段の除去段でも用いることができる。しかし、最も可能性のあるものとしては 1 段ではハンドセット受信機 (図 2) 内で実現するのに値しない、その理由は、若干良好な程度のチャネル予測値の利点は、それほど重要ではないからである。

#### 【0 0 8 9】E-3 フィンガ構成の例

図 1 7 には、前のチャネル予測値 (即ち、図 1 0 のディテクタ B) と働くパルファを有さない循環前除去を用いた 3 フィンガ (3 バス) の受信機の構成を示す。I-S-9 5 のハンドセット受信機では 3 フィンガの設計のものが提案されている。

【0 0 9 0】RLP (例、6 0 1) は 2 個の出力を有するが、その理由はこの 2 個の他のフィンガ 1、2 は、そのオンタイムサンプルに対し異なるタイミングを有することがあるからである。かくして、例えばパイロット 0 のパルス整形の再構成は、フィンガ 1 2 に対し、2 個の異なる部分遅延オフセット  $\delta_1$ 、 $\delta_2$  を必要とする。

$$h[i] = \text{sinc}\left(\pi \frac{i}{\rho}\right) \frac{\cos\left(\pi \alpha_{\text{off}} \frac{i}{\rho}\right)}{1 - \left(2\alpha_{\text{off}} \frac{i}{\rho}\right)^2} = \begin{cases} 1, & i = 0 \\ 0, & i \neq 0 \text{ (ISI-free)} \end{cases} \quad (2')$$

ロールオフ係数  $\alpha_{\text{off}}$  (I-S-9 5 では  $\alpha_{\text{off}} \approx 0$ ) で、 $i$  はサブチップサンプリングデックスである。

【0 0 9 4】図 1 8 には、サブチップデックスを有する信号 P [i] のショートコードシーケンスを示す。図 1 9 には、最大 4 個のサイドローブのナイキストレイズドローサインフィルタ (Nyquist-raised cosine filter) の正規化された時間領域インパルス応答を示す。

【0 0 9 5】図 2 0 には、マルチバス成分 0 のパルス整形パイロットの例を示す。上記のパイロット信号は、マルチバス成分 0 に属する。その後チップレートでのオンタイムサンプルは、(理想的には) +1 または -1 (正規化された) のいずれかである、その理由は、ナイキストパルス整形フィルタは、送信機内で用いられるからである (オンタイムサンプルには近傍インパルスの ISI は存在しない)。実際には、送信機内に二乗ルートのナイキストレイズフィルタ (square-root Nyquist raised filter) が存在する受信機内のパルス整形マッチドフィルタ (また、二乗ルートのナイキストレイズドフィルタ) と共に受信機のベースバンド内でナイキストレイズ

フィンガ 0 (バス 0) においては、フィンガ 1、2 (バス 1、2) の両方からのパイロットは、フィンガ 0 に入力される信号から除去される。同様にフィンガ 1、2 もその入力信号から除去された他のチャネルのそれぞれのパイロット信号を有する。この受信機の残りの部分は図 1 0 の B で説明したディテクタと同一の動作をする。

#### 【0 0 9 1】再構成ローパスフィルタ (RLP)

大部分の時間  $T_c$  ( $\delta_1 \neq 0$ ) の小数点以下の遅延となるマルチバス成分が存在する。その後、パルス整形が考慮に入れられる。

#### 【0 0 9 2】A-パルス形成の再構成の必要性

図 1 8-2 0 は、マルチバス成分のタイミングオフセットが  $T_c$  のマルチプル内に存在しない場合に、パルス整形再構成ローパスフィルタ (RLP) の必要性を示している。マルチバス成分 0 のサンプリングパイロット信号 (例、I チャネル) の一部を示す。この実施例においては、サンプリング時間は、 $T_s = i \cdot T_c / \rho$  と仮定し、ここで  $i$  は整数で、 $1/Q$  位相シフトは存在せず、信号はオンタイムサンプルで 1 に正規化されていると仮定している。

#### 【0 0 9 3】

【数 7】

$$pilot_0^i[i] = P_0^i[i] \cdot h[i] = \sum_{j=-\infty}^{\infty} P_0^j[i] \cdot h[i-j] \quad (4')$$

正規化されたナイキストパルスシェーブでは、  
【数 8】

ドロサインパルス整形が得られる。

【0 0 9 6】このパイロット信号を他のマルチバス成分 (フィンガ)、例えば成分 1 から除去するために、それぞれのマルチバス成分 1 のオンタイムサンプルにおいて、パイロット信号 0 のパルス整形を考慮する必要がある。言い換えると、マルチバス成分 0 のパイロット信号を成分 1 から除去するためには、信号 1 (RLP 係数  $\alpha_{1, \delta_1}$ ) のオンタイムサンプルで、パイロット 0 のパルス整形を再構成する必要がある。 $T_c$  のマルチプル内に遅延を仮定していないので、成分 1 のオンタイムサンプルはどこか (in between) にあり (このことは  $\delta_1 \neq 0$  を意味する)、それ故に (4') によればパイロット信号 0 のパルス整形は重要である。

【0 0 9 7】再構成ローパスフィルタの FIR での実現方法は、極めて単純である。N タップ (N は偶数) の有限数でもって、式 (4') の離散畳み込み加算を近似する。

【0 0 9 8】図 2 1 には、再構成ローパスフィルタ (RLP) の FIR 実現を示す。FIR 係数は、 $\alpha_{1, \delta} = h$

$[(j-N/2) \cdot \rho + \delta]$  で、それ故に遅延  $\tau = \rho \Delta + \delta$  の分数部分  $\delta$  に依存している。 $\delta = 0$  の場合には、 $\alpha_{N/2, 0} = 0$  のみで、他の係数はゼロとなる。これは  $T$  の整数倍数 (integer multiples) の遅延についてである。チップレートでのパルス整形出力は次式で表される。

【数 9】

$$p_{l,i}^{(0)}[i] = \sum_{j=0}^{N-1} a_{j,A} \cdot p^{(0)}[i-j]$$

ここで  $i$  はチップサンプルインデックスで、 $p^{(0)}[i]$  はショートコードシーケンスである。

#### 【0099】RLPを実現する他の側面

1. タップの非常に小さな数  $N$  (4 さらにはまた 2 でさえ) もパイロットパルス整形の十分な近似を得るのに十分であることが分かる。

2. 乗算器 (係数) は単純なスイッチである、その理由は来入 PN シーケンスは、 $+1$  と  $-1$  からのみ成立しているからである。

3. パルス整形  $h[i]$  は、 $N/2 \cdot \rho$  の値に対する (対称の) ルックアップテーブルとして記憶できる。かくして  $N=4$  タップ、 $\rho=8$  と 4 ビットの値に対しては、テーブルのサイズは 64 ビットである。

【0100】4. 1 個のルックアップテーブル (そしてスイッチも加算器も不必要) として実現できる。来入 PN シーケンスの  $N$  個の二進値を通り、少数点以下の遅延 (fractional delay)  $\delta = 0 \cdot \rho - 1$  に従って出力を生成する。このテーブルのサイズは、 $2^{N \cdot \rho}$  の値であり、対称性を利用して  $1/4$  に縮めることができる。しかし、より複雑なアクセスメカニズムが必要となる。そして再び  $N=4$  タップで、 $\rho=8$  と 4 ビットの値の場合には、テーブルサイズは対称性を利用しない場合には 512 ビットで、対称性を利用した場合には 128 ビットである。最も可能性のあるものとして 3 が実現しやすい。

【0101】5. FIR フィルタにより導入されたチップレベルでの遅延処理は、 $P_{FIR} = N/2$  チップである。この遅延を補償するために、PN ショートコードの RLP への入力は、PN シーケンスを復調することに比較して  $D$  個のチップだけ前もって実行される (PN 周期内)。このことは、タップ付き遅延ラインの中央部から復調用の PN シーケンスを取り出すことにより容易に実行できる (図 21 のポイント X を参照のこと)。

【0102】6. フィンガあたり再構成する 2 個以上のパイロット信号が存在する (マルチパス成分 1, 2 に対し、2 個の異なる少数点以下遅延オフセット  $\delta_1$ 、 $\delta_2$  でパイロット 0 を再構成する) 場合には、それぞれの遅延オフセット  $\delta_2$  に従ってフィンガ 0 で第 2 の RLP を必要とする。RLP フィルタのタップ付き遅延ラインは、両方にとって同一であるため、新たな組の係数  $a_{j, \delta_2}$  を既存の RLP  $a_{j, \delta_1}$  に加え、タップ付き遅延

インを共有する必要がある。これにより複雑さが解消する。

#### 【0103】さらなる実用方法

高速フェージングのシミュレーションにおいては、パイロット干渉除去は、パイロット信号再構成用に使われるチャネル予測値が所定のパワーしきい値を超えたマルチパス成分から得られる場合にのみ、パイロット干渉除去を実行しなければならないことが分かった。それ以外の場合には、悪いチャネル予測値を用いることによりパイロット除去の BER 利点を不必要に損うことになる。

【0104】この目的のために単純なスイッチが提案されている設計の各フィンガに付加され、その成分の受信信号パワーが小さすぎる場合 (短く深いフェージングに起因して) には、それぞれのマルチパス成分用のパイロット除去を切り離す。各マルチパス成分の信号パワーは、実際の実現方法でいずれにしても計算できる。かくして、余分のハードウェアは必要とされないが、但しスイッチとしきい値検出器は必要である。

【0105】本発明の他の特徴によれば、スイッチは特定のパイロット信号用のパイロット干渉除去を行うか否かを制御する。このスイッチの決定は、最小平均二乗誤差基準 (minimum mean-squared error criterion (MMSE)) に従うと最適であり、線形結合器としきい値装置を用いて実現できる。単純な決定デバイスでは、キャンセリングパイロットの最適組を決定し、理論的に本発明のパイロット干渉除去システムの性能を向上させる。

【0106】図 22 は、決定ユニット 2203 により制御される付加切り換え機能 (2201, 2202) を有する図 6 の改訂型 PIC デイタ块あるいは受信機を示す。下記の式をシンボル期間  $n$  の間、 $l$  番目のフィンガに対し除去されたパイロットの組とする。

【数 10】

【0107】パイロット  $\hat{c}_l^{(n)}$  は、パス  $l$  のチャネルを予測するために必要であるため、フィンガ  $l$  から除去することはできない。そのため数 10 式は、 $\{0, 1, \dots, j, \dots, (L-1) : j \neq l\}$  の組のサブセットである。(例えば、 $L=3$  の場合には、除去セットの可能なグループは、下記式である。)

【数 11】

$$\hat{c}_0^{(n)} = \{1, 2\}, \quad \hat{c}_1^{(n)} = \{0, 2\}, \quad \hat{c}_2^{(n)} = \{0\}$$

【0108】次に述べる基準を用いて、下記のチャネル予測を用いると、

【数 12】

$$\hat{c}_0^{(n)} \quad (a)$$

$$\hat{c}_1^{(n)} \quad (b)$$

決定ユニット 2203 は、次のシンボル間隔で下記のパイロット除去組を決定する。

【数 13】

下記の場合には、トランスミッタはオンで、パイロット 0 は数 12 (a) を用いて再構成され、次のシンボル間隔でフィンガ 1 への入力から除去される。

【数 14】

【0109】それ以外の場合には、スイッチ 2201 はオフとなり、フィンガ 1 に対してはパイロット 0 の信号除去は発生しない。

【数 15】

同様に下記の場合には、スイッチ 2202 はオンとなり、パイロット 1 は数 12 (b) を用いて再構成され、次のシンボル期間でフィンガ 1 への入力から除去される。

【数 16】

それ以外に数 15 式の場合には、スイッチ 2203 はオフとなり、フィンガ 0 に対するパイロット 1 信号除去は発生しない。

【0110】図 23 は、 $L=3$  フィンガの RAKE 受信機の実現方法を示す。図 23 は、決定ユニット 2301 とスイッチ 2202、2204 が付加された図 17 である。パイロットを除去しようとしているフィンガのマル

チパス遅延を適合するために、個別の再構成ローパスフィルタ (RLPF) を用いて、パイロット 1 の (L-1) 個のバージョンを再構成しなければならない。

【0111】例えば、パス 0 に対しては、パス 1 と 2 用のパイロット信号 (1710' と 1710'' 内) を再構成し、その後これらはパス 0 の信号から減算される (加算器 2305 を用いて)。同様にパイロット 0 と 1 は、パス 2 の信号から (加算器 2307 を用いて) 減算され、パイロット 0 と 2 は、パス 1 の信号から (加算器 2306 を用いて) 減算される。

【0112】スイッチ機構の変形例

パイロット干渉除去用に MMS E スイッチセットの変形例を示す。この目的は RAKE フィンガ出力の和の平均二乗エラーを最少にする下記のスイッチセットを決定することである。

【数 17】

フィンガ 1 の出力は、 $\hat{G}_1^{(n)}$  のスイッチセットの関数である。

【数 18】

$$y^{(n)}(\hat{G}_1^{(n)})$$

【0113】この目的は、次の式を評価することである。

【数 19】

$$\{\hat{G}_0, \dots, \hat{G}_{L-1}\} = \arg \min_{\hat{G}_0, \dots, \hat{G}_{L-1}} E \left[ \left\{ \sum_{i=0}^{L-1} y_i(G_i) - \sum_{i=0}^{L-1} \bar{y}_i \right\}^2 \right] \quad (3)$$

ここで下記であり、そしてランダム符号、干渉データビット、背景熱ノイズに関して予測をとる。

【数 20】

$$\bar{y}_i = E(y_i(G_i))$$

$$\begin{aligned} E \left[ \left\{ \sum_{i=0}^{L-1} y_i(G_i) - \sum_{i=0}^{L-1} \bar{y}_i \right\}^2 \right] &= E \left[ \left\{ \sum_{i=0}^{L-1} (y_i(G_i) - \bar{y}_i) \right\}^2 \right] \\ &= \sum_{i=0}^{L-1} E \left[ (y_i(G_i) - \bar{y}_i)^2 \right] + \underbrace{\sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j \neq i}^{L-1} 2E[(y_i(G_i) - \bar{y}_i)(y_j(G_j) - \bar{y}_j)]}_0 \\ &= \sum_{i=0}^{L-1} \text{Var}(y_i(G_i)) \end{aligned}$$

【0114】和の分散 (variance) は、分散の和であるので、(3) 式の元の決定ルールは、次のようになる。

【数 22】

$$\hat{G}_l^{(n)} = \arg \min_{G_l^{(n)}} \text{Var} [y_l^{(n)}(G_l^{(n)})] \quad l=0, \dots, L-1 \quad (4)$$

MMS E セットは、式 (5) で表される。

【数 23】

$$\hat{G}_l^{(n)} = \left\{ j: \|c_j^{(n)}\|^2 \geq \text{Var} \left[ \hat{c}_j^{(n-1)}(\hat{G}_l^{(n-1)}) \right], j \neq l \right\} \quad (5)$$



【0115】実際のチャネルパラメータ  $c_j^{(n)}$  は不明であるので、決定に際しては下記の予測値を使用しなければならない。

【数24】

しかし、この置き換えは、 $\hat{c}_j^{(n)}$  が自身の数10式に依存することになる。このような状況を修復するために、シンボル間のチャネル変動は小さく、したがって式(6)の

$$\hat{G}_j^{(n)} = \left\{ j: \left\| \hat{c}_j^{(n-1)}(\hat{G}_j^{(n-1)}) \right\|^2 \geq \text{Var} \left[ \hat{c}_j^{(n-1)}(\hat{G}_j^{(n-1)}) \right], j \neq 1 \right\} \quad (6)$$

【0116】パイロット  $j$  の除去の決定は、対応する予測された下記のチャネルパワーと、チャネル予測値の変動にのみ依存する。

【数27】

この決定の背景にある直感は明かである。パイロット信号  $j$  のパワーは、予測値の変動よりも強くなると、 $c_j^{(n)}$  の基づいた再構成パイロット干渉は、信頼性が十分高く、その結果フィンガ入力からそれを除去することは、出力MSEを低下させる。

【0117】それ以外にパワーが弱すぎる場合には、再構成されたパイロット干渉を除去することは出力MSEを実際増加させる。 $j \neq 1$  という条件を除いて、この決定はフィンガ1、パイロット干渉除去用の目標フィンガには依存しない。したがって、数10式の組は1の間数ではないが、但し1は数10式のメンバではない、その理由はパイロット1をフィンガ1から除去することができないからである。

【0118】この例外を考えると、数17式は、下記で

$$V(l, n-1, \hat{G}^{(n-1)}) = \frac{1}{N} \left[ \sum_{j \neq 1, j \in \hat{G}_j^{(n-1)}} V(j, n-2, \hat{G}^{(n-2)}) + \sum_{j \neq 1, j \in \hat{G}_j^{(n-1)}} \left\| \hat{c}_j^{(n-1)} \right\|^2 + \frac{KA_1^2}{A_0^2} \sum_{j \neq 1} \left\| \hat{c}_j^{(n-1)} \right\|^2 \right] + \frac{2\sigma^2}{A_0^2} \quad (7)$$

【0120】ここで、 $N$ は拡散係数(1S-95では $N=64$ )で、 $K$ は活性データ/同期チャネルの数、 $2\sigma^2$ はチップあたりの熱ノイズパワー、 $A_0$ はパイロット振幅で、 $A_1$ は $K$ 個のデータ/同期チャネルの各々の振幅である。シンボル間隔  $(n-2)$  からのチャネル予測

除去セットを与えるために、下記式(b)の代わりに下記式(a)を用いる。

【数25】

$$\hat{c}_j^{(n-1)}(\hat{G}_j^{(n-1)}) \quad (a)$$

$$\hat{c}_j^{(n)}(\hat{G}_j^{(n)}) \quad (b)$$

【数26】

表すことができる。

【数28】

前に説明した実施例での除去セット数11式は、式(5)または(6)によれば許されない。その理由はパイロット1は、フィンガ0からは除去されるが、フィンガ2からは除去されないからである。

【0119】除去セットの有効グループは、次式である。

【数29】

これらの組は、 $\hat{G}_j^{(n-1)} = (0, 2, 1)$  のとき、 $\hat{G}_j^{(n)} = (0, 2, 1)$  のとき、

【数30】

そして次式を規定する  $\hat{G}_j^{(n)} = (0, 2, 1)$  。

【数31】

$$V(l, n, \hat{G}^{(n)}) = \text{Var} \left[ \hat{c}_j^{(n)}(\hat{G}^{(n)}) \right]$$

次のように示される。

【数32】

値をシンボル間隔  $(n-1)$  からの実際のチャネルパラメータの代わりに用いることにより式(7)は次の式となる。

【数33】

$$V(l, n-1, \hat{G}^{(n-1)}) = \frac{1}{N} \left[ \sum_{j \neq 1, j \in \hat{G}_j^{(n-1)}} V(j, n-2, \hat{G}^{(n-2)}) + \sum_{j \neq 1, j \in \hat{G}_j^{(n-1)}} \left\| \hat{c}_j^{(n-1)}(\hat{G}^{(n-1)}) \right\|^2 + \frac{KA_1^2}{A_0^2} \sum_{j \neq 1} \left\| \hat{c}_j^{(n-1)}(\hat{G}^{(n-1)}) \right\|^2 \right] + \frac{2\sigma^2}{A_0^2} \quad (8)$$

【0121】各シンボル間隔において除去セット数10式  $(1=0 \cdots L-1)$  は、次のステップを用いて決定で

きる。

・式(8)を用いて  $l=0 \cdots L-1$  に対し、下記チャネ

ル予測変動を計算する。

#### 【数34】

・式(6)を用いて $\hat{\epsilon}_n^{\text{pred}}(l)=0\cdots L-1$ を決定する。

【0122】以上述べたようにパイロット干渉除去検出器用のスイッチ機構の変形例は、最少平均二乗エラーのRAKE検出器の出力を提供できる。このスイッチに対する決定ルールは、パスI ( $1=0\cdots L-1$ )のチャネル予測値のパワーが高い(即ち、その予測値の変動よりも大きい)時には、このチャネル予測値を用いて再構成された関連パイロット信号は信頼性があり、他の( $L-1$ )個のRAKEフィンガ入力から除去しなければならない。チャネル予測値のパワーが低い場合には、再構成されたパイロット信号は信頼性がなく、このパイロットを用いた除去を行ってはならない。

#### 【0123】

【発明の効果】本発明のCDMA受信機は、Walsh符号パイロット周波数とWalsh符号化を用いてコヒーレント動作を与えるように順方向リンクで使用する例を用いて記載したが、コヒーレント動作を維持するような他の公知の符号系列をCDMA送信器とCDMA受信機(通常順方向リンク)の両方に用いることもできる。さらに本発明のコヒーレント受信機は、コヒーレント順方向リンクを例に説明したが、コヒーレント逆方向リンクにも使用することができる。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の動作を説明するCDMA通信リンクの送信器を示す図

【図2】移動局で使用されるCDMA受信機のブロック図

#### 【図3】CDMA受信機のブロック図

【図4】コヒーレントCDMAの従来技術にかかるレイクフィンガのアーキテクチャ

【図5】パイロットオンタイムとデータ1オンタイムの複合相関器(complex correlator)の基本的な復調器の構造を示す図

【図6】2フィンガのコヒーレントCDMA受信機に適用される本発明のパイロット除去系のブロック図

【図7】本発明による前復調除去系の第1実施例(ディテクタA)を表す図

【図8】シンボルタイミングに関し、いかにパイロット信号再構成用のチャネル予測値が得られるかを表す図7のディテクタA用のタイミングチャート

【図9】シンボルタイミングに関し、いかにパイロット信号再構成用のチャネル予測値が得られるかを表す図7のディテクタA用のタイミングチャート

【図10】バッファを処理しない循環前除去を用いたディテクタBを表す図

【図11】図10のディテクタB用のタイミングチャート

ト

【図12】バッファ処理する循環前除去を用いたディテクタCを表す図

【図13】本発明による前除去系を表す図で、Aは後除去系を表す図

【図14】後除去を用いたディテクタBのブロック図

【図15】図14のディテクタD用のタイミングチャート

【図16】多段後除去を用いたディテクタEのブロック図

【図17】3フィンガコヒーレントCDMA受信機に適用される本発明のパイロット信号除去系(ディテクタBによる)のブロック図

【図18】パルス整形(pulse-shape)再構成ローパスフィルタ(Reconstruction Low Pass Filter(RLP))の必要性を示す図

【図19】パルス整形再構成ローパスフィルタ(RLP)の必要性を示す図

【図20】パルス整形再構成ローパスフィルタ(RLP)の必要性を示す図

【図21】RLPのFIR実現手段を表す図

【図22】本発明により切り換え可能なパイロット干渉除去手段を含む2フィンガコヒーレントCDMA受信機を表す図

【図23】本発明により切り換え可能なパイロット干渉除去手段を含む3フィンガコヒーレントCDMA受信機を表す図

【図24】多段後除去を用いたディテクタEのブロック図

#### 【符号の説明】

101 符号拡散器

102 加算器

104-105 符号化器

106, 107 FIRフィルタ

108, 109, 202, 203 変調器

110 コンパイナ

111, 201 アンテナ

204, 205 アンチリアシングLPF(ローパスフィルタ)

208 CDMA RAKE受信機

209 デジタル信号プロセッサ(DSP)

210 出力データ信号

301, 302 A/D回路

303 制御論理回路

304 RSSI(受信信号強度インディケータ)

305-308 フィンガ

402, 403, 404 データ複合相関器

405 I/QPN生成器

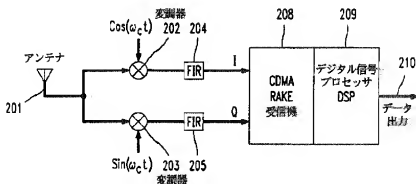
406 Walsh関数生成器

407 制御回路

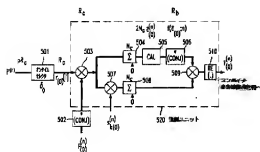
408 スリユ制御論理  
 501 オンタイムセレクト  
 502 複合共役回路  
 503, 507, 509 乗算器  
 504, 505, 506 上側通路  
 520 復調ユニット  
 601, 602 パス信号  
 603, 604 RAKEフィンガ  
 605 ビタービ復号化  
 606, 607 パイロット再構成回路  
 608, 609 加算回路  
 611, 612 パイロット信号  
 700 パイロットディテクタ  
 701 RLP

702 遅延量  
 703, 704 シンボルバッファ  
 706, 708 整合バッファ  
 711 加算器  
 1300, 1301, 1302, 1421, 2305  
 加算器  
 1303, 1304 蓄積器  
 1401 CAL回路  
 1402, 1403 乗算器  
 1410 パイロットディテクタ  
 1420 加算回路  
 2201, 2202 付加切り換え機能  
 2203 決定ユニット

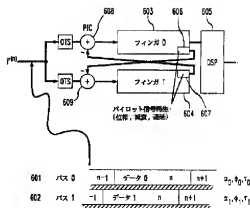
【図2】



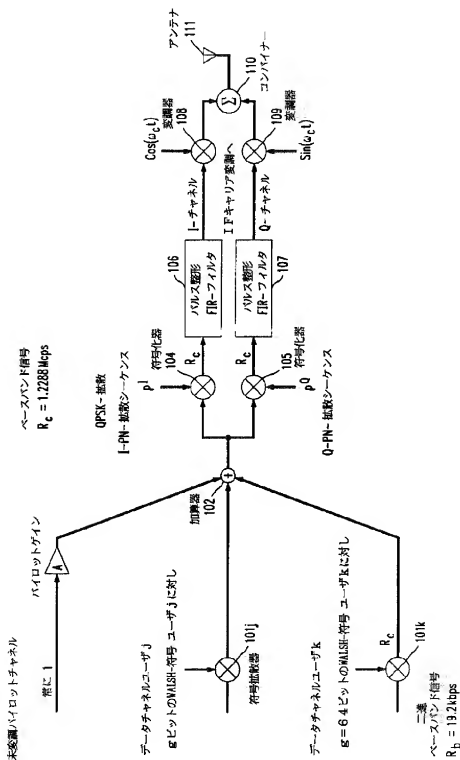
【図5】



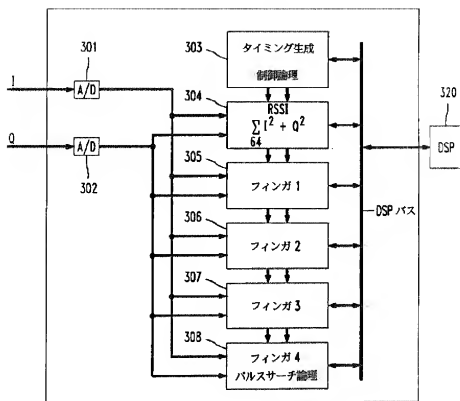
【図6】



【図1】

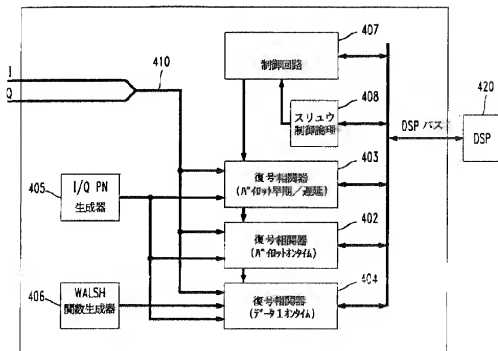


【図 3】

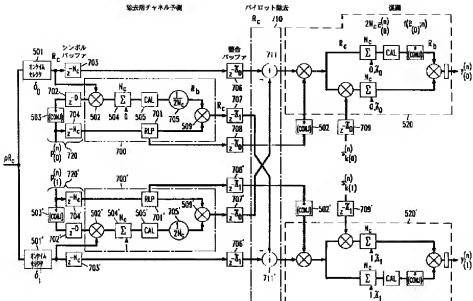


【図 4】

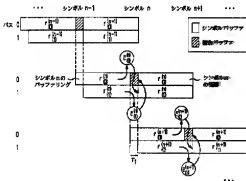
従来技術



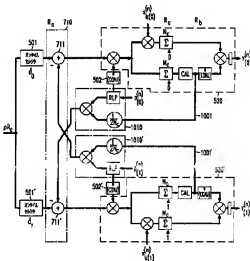
【圖 7】



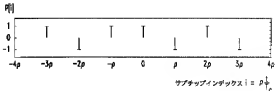
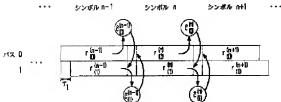
【図8】



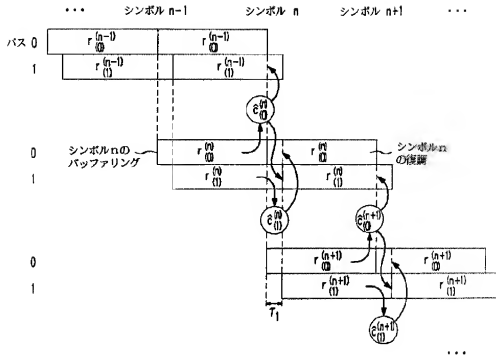
【図 1 1】



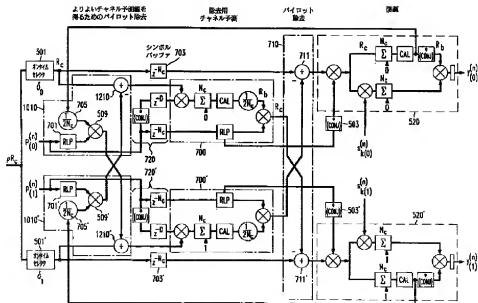
【圖 18】



【図 9】

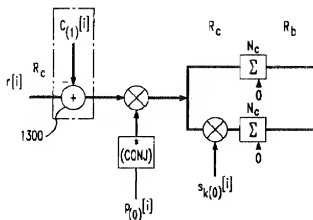


【図 1 2】



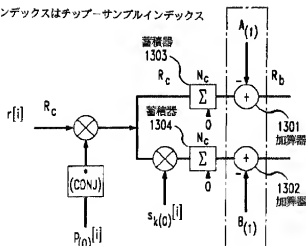
【図 13】

全てのインデックスはチップ-サンプルインデックス



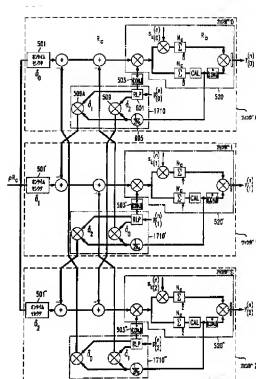
A

全てのインデックスはチップ-サンプルインデックス

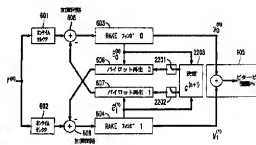


【図 19】

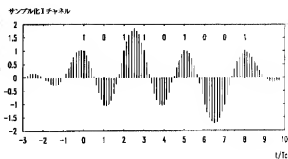
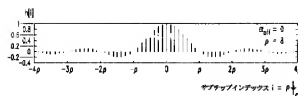
【図 17】



【図 22】

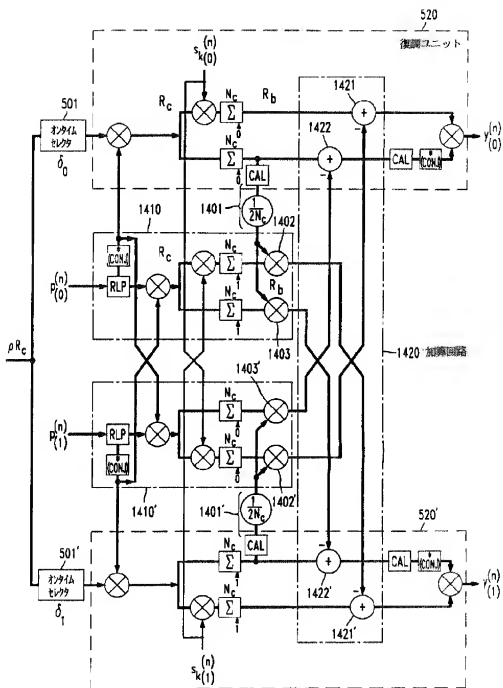


【図 20】

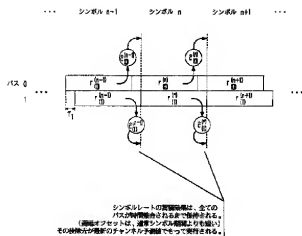




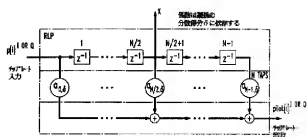
【図 14】



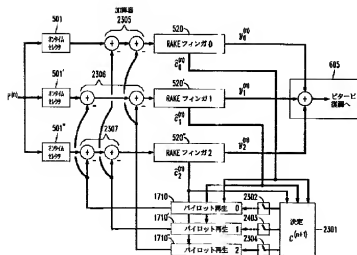
【図15】



【図21】



【図23】



【図 16】

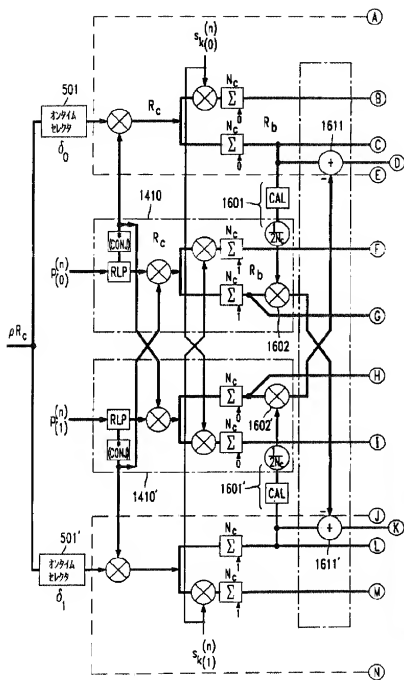
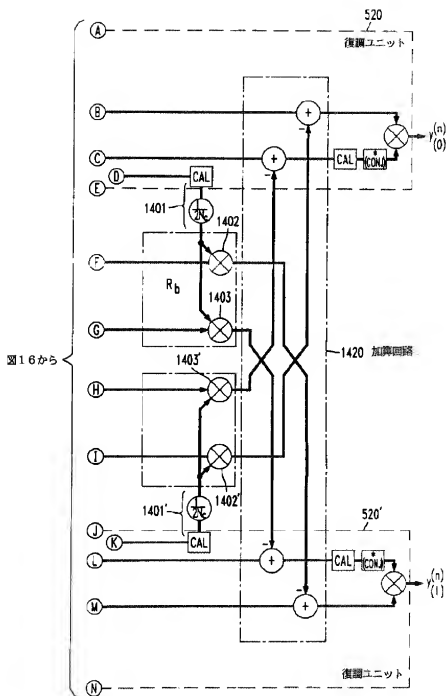


図 24へ

【図24】



フロントページの続き

(71)出願人 596077259  
600 Mountain Avenue,  
Murray Hill, New Jersey 07974-0636 U. S. A.

(72)発明者 チーリン イ  
アメリカ合衆国, 07726 ニュージャージー  
ー, マナラバン, テイラー レイク コー  
ト 9

(72)発明者 ステファン テン プリンク  
ドイツ, 71573 オールマースバック イ  
ム タル, リッテンステインウェグ 8

(72)発明者 ジョヴァンニ ヴァンヌッチ  
アメリカ合衆国, 07701 ニュージャージー  
ー, レッド バンク, ルートレッジ ドラ  
イブ 329

## Bibliography

### DWPI Title

Variable TDMA slot allocation procedure in wireless communication system involves processing data of both fixed and variable slots received by mobile unit from base station

### Original Title

TDMA VARIABLE SLOT ALLOCATION METHOD

### Assignee/Applicant

Standardized: MITSUBISHI ELECTRIC CORP

Original: MITSUBISHI ELECTRIC CORP

### Inventor

TAKE KEIJIRO ; ITO SHUJI

### Publication Date (Kind Code)

1999-03-09 (A)

### Application Number / Date

JP1997230716A / 1997-08-27

### Priority Number / Date / Country

JP1997230716A / 1997-08-27 / JP

## Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To quickly cope with fluctuation traffic from a mobile equipment by securing a fixed slot, securing a variable slot when a free slot is present in the variable slot, reporting a secured result to the mobile equipment and processing the data of both fixed and variable slots from the corresponding mobile equipment.

SOLUTION: The mobile equipment requests calling to a base station by using an incoming control channel, adds quality information requested by the mobile equipment to a calling request message and transmits it. The base station receives it, and when a calculated minimum required slot number ( $N_s$ ) can be allocated from a free portion within one frame, allocates it to the mobile equipment as a fixed allocation slot. Also, from the maximum transmission speed of the quality information inside the calling message, a maximum slot number ( $N_r$ ) used in one frame by the mobile equipment is calculated. In the case that the maximum slot number can be allocated by the free slots of the variable slots, ( $N_r - N_s$ ) pieces of the slots are allocated to the mobile equipment as allocation changeable slots.

特開平11-69431

(43) 公開日 平成11年(1999) 3月9日

(51) Int.Cl.<sup>5</sup> 識別記号

H 0 4 Q 7/36  
7/38  
H 0 4 J 3/00  
3/16

F I

H 0 4 B 7/26 1 0 5 D  
H 0 4 J 3/00 H  
3/16 Z  
H 0 4 B 7/26 1 0 9 N

審査請求 有 請求項の数11 O L (全 23 頁)

(21) 出願番号 特願平9-230716

(22) 出願日 平成9年(1997) 8月27日

(71) 出願人 000006013

三菱電機株式会社  
東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72) 発明者 武 啓二郎

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三  
菱電機株式会社内

(72) 発明者 伊藤 修治

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三  
菱電機株式会社内

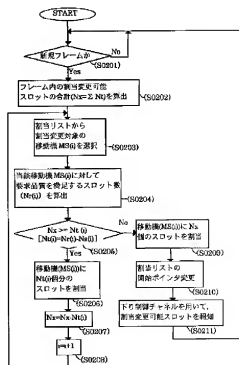
(74) 代理人 弁理士 宮田 金雄 (外 2 名)

(54) 【発明の名称】 T D M A 可変スロット割当方法

(57) 【要約】

【課題】 移動機からの変動トラフィックに対応し、かつ遅延が少なく対応が速く、回線利用効率がよく、制御チャネルのトラフィックを抑えた可変スロット割当方法を得る。

【解決手段】 基地局と複数の移動機間のシステムにおいて、品質情報を付加して宛呼要求を行う移動機と固定・可変スロット確保手段を備え、移動機からの品質情報から最低伝送速度を満足させる第1のスロット数を算出する固定スロット数算出ステップと、品質情報を満足する割当可能な第2のスロット数を算出する可変スロット数算出ステップと、算出されたスロット数を確保する固定スロット確保ステップと、空きスロットがあれば算出されたスロット数に対応するスロットを確保する可変スロット確保ステップとを備えた基地局とで構成される。





#### 【特許請求の範囲】

【請求項1】 基地局と複数の移動機間で時分割TDM Aチャネルによりデータ伝送するシステムにおいて、移動機は、基地局へデータ伝送の速度と品質を表す品質情報を付加して発呼要求を行う発呼送信手段を備え、基地局は、1フレーム中に所定の固定割当スロットと可変割当スロットとを確保する固定・可変スロット確保手段を備え、移動機からの発呼要求中の上記品質情報から最低伝送速度を満足させる第1のスロット数を算出する固定スロット数算出ステップと、

上記移動機からの上記品質情報を満足する割当可能な第2のスロット数を算出する可変スロット数算出ステップと、上記固定スロット数算出ステップで算出したスロット数を先ず固定割当スロットに確保する固定スロット確保ステップと、

空きスロットがあれば上記可変スロット数算出ステップで算出したスロット数に対応する可変スロットを確保する可変スロット確保ステップとを備えて、上記移動機に確保結果を通知し、対応する移動機からの上記固定・可変の両スロットのデータを処理するようにしたことを特徴とするTDM A可変スロット割当方法。

【請求項2】 基地局は、移動機からの切断要求があると、対応する固定割当スロットを解放して空きスロットにするステップと、

残存移動機の品質情報で要求される可変スロット数の和が現在の可変スロット数より多い場合は、上記切断要求があった移動機の変スロットを再割当するステップとを付加したことを特徴とする請求項1記載のTDM A可変スロット割当方法。

【請求項3】 基地局は、発呼要求があった移動機に必要な品質情報と対応して記憶する割当リストを備えて、各フレームでの可変スロットを確保する可変スロット確保ステップにおいて、上記割当リストを参照して対応する移動機の変スロットを決めるようにしたことを特徴とする請求項1記載のTDM A可変スロット割当方法。

【請求項4】 基地局は、可変スロット数算出ステップに代えて、最低伝送速度を満足させる第1のスロット数と品質情報を満足する第2のスロット数との中間品質対応の第3のスロット数を算出する中間可変スロット数算出ステップを備え、

可変スロット確保ステップは、可変スロットに空きスロットがあれば上記中間可変スロット数算出ステップで算出した第3のスロット数に対応する可変スロットを確保するようにしたことを特徴とする請求項1記載のTDM A可変スロット割当方法。

【請求項5】 移動機は、自身の送信データ量が所定の値を超えると、基地局に対してスロット追加要求を送信するようにし、

基地局は、上記移動機からのスロット追加要求を受信す

ると、該情報を基に可変スロット数算出ステップで再計算して可変スロットを確保し直すようにしたことを特徴とする請求項1記載のTDM A可変スロット割当方法。

【請求項6】 移動機は、スロット追加要求に際して現使用可変スロット数の情報を送信し、基地局は、対応する移動機からの上記現使用可変スロット数情報を基に可変スロット数算出ステップで再計算して可変スロットを確保し直すようにしたことを特徴とする請求項5記載のTDM A可変スロット割当方法。

【請求項7】 移動機は、現在の必要送信データ量を送信する手段を備え、

基地局は、上記各移動機からの現在の必要送信データ量を監視して第1の閾値を超えると、可変スロット数確保ステップでは閾値を超えた上記移動機に対する可変スロット数を増加させ、第2の閾値を下回ると、上記移動機に対する可変スロット数を減少させるようにしたことを特徴とする請求項1記載のTDM A可変スロット割当方法。

【請求項8】 基地局は、移動機に対する可変スロット数を減少させる場合は、上記移動機からの解放確認信号を受信するまでは上記可変スロット数を確保しておくようにしたことを特徴とする請求項7記載のTDM A可変スロット割当方法。

【請求項9】 移動機は、送信データがない場合は可変スロットでの送信を停止するようにし、

基地局は、移動機からの送信データが乗るスロットの同期を検出する手段を備え、上記同期が所定の連続回数以上外れることを検出するステップを備えて、上記連続同期外れを検出すると対応する移動機に対する可変スロットを解放するようにしたことを特徴とする請求項1記載のTDM A可変スロット割当方法。

【請求項10】 基地局は、所定の時間内における特定移動機に対する可変スロット数割当数の増加と減少指示回数を計測するステップを設けて、増加と減少指示回数が設定値以上になると、上記移動機の必要送信データ量を監視する第1と第2の閾値を変更するようにしたことを特徴とする請求項7記載のTDM A可変スロット割当方法。

【請求項11】 基地局は、移動機からの送信データを受信してスロット対応に誤りを検出する手段を備え、所定の数以上の上記誤りを検出すると、可変スロット確保ステップで対応移動機に確保する可変スロット数を増加するようにしたことを特徴とする請求項1または請求項7記載のTDM A可変スロット割当方法。

#### 【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、TDM A (Time Division Multiple Access) 方式を用いてATMセルを伝送する無線通信システムにおいて、各基地局での移動機に対するTDM Aスロ

ットの変割当方法に関する。

#### 【0002】

【従来の技術】 TDMA方式を用いた無線通信システムにおける、各移動機に対するTDMAスロットの割り当て方法には、固定割当方式と可変割当方式がある。従来のTDMA方式を用いたデジタル携帯電話／自動車電話システムやPHS (Personal Handphone System) に代表されるデジタルコードレス電話では、各移動機に対して一定数の特定のTDMAスロットを固定的に割り当てる上述の固定割当方法がとられている。一方で、次世代の携帯電話／自動車電話システムにおいては、B-ISDNに代表される広帯域通信ネットワークとの整合性から、ATMセルやパケットを伝送する必要性が生じており、その結果、動的に変化するトラフィックを伝送するために、割当スロットの伝送品質だけでなく、移動機毎に変化するトラフィックに対応させて、移動機に対する上述の割当スロットを動的に変更する可変スロット割当が必要となる。

【0003】 従来の可変スロット割当方法では、コネクション型の呼に対しては、1 TDMAフレーム内の特定スロットを各TDMAフレーム内に移動機からの要求に基づいて固定的／もしくは特定フレーム数毎に割り当て、コネクションレス型の呼に対しては、1 TDMAフレーム毎にコネクション型の呼に割り当てたスロット以降のスロットを割り当てる方式がある。可変スロット割当方法は、例えば、特開平9-18435に示されている。以下に、従来の方法について、図19、20を参照しながら説明する。

【0004】 図19は第1の従来例におけるTDMAフレーム構成を示す図である。1フレームは固定長であり、複数のスロット(X個のスロット)から構成されている。フレームの前半は基地局から移動機に対する下り回線(Down Link)であり、後半は移動機から基地局に対する上り回線(Up Link)である。上述の下り回線の前半は基地局から各移動機に対する制御情報を伝送するために用いられる下り制御スロット群であり、Sc個のスロットで構成される。下り回線の後半は基地局から移動機に対するATMセル伝送用の下りデータスロット群であり、Su個のスロットで構成される。また、上述のフレームの後半は移動機から基地局に対する上り回線であり、当該上り回線の先頭は、移動機から基地局に対する制御データを伝送するために用いられるランダムアクセス用スロット群であり、Tr個の固定長のスロットで構成される。またランダムアクセス用スロット群に続くスロット群は、アベラブルビットレート(ABR)用であり、Ta個のスロットにより構成される。ABR用スロット群に続くスロット群が、バリエラブルビットレート(VBR)用であり、Tv個のスロットにより構成される。上述のフレームの最後には固定レート(CBR)用のスロット群があり、Tc個のスロ

ットにより構成される。フレーム内の全スロットXは一定であり、Sc、Su、Tr、Ta、Tv、Tcの合計は常にXとなるが、各スロット群の数Sc、Su、Tr、Ta、Tv、Tcは、トラフィックに応じて各フレームで基地局の制御部により変更される。さらに、複数のフレームから構成されるスーパーフレームも形成される。図19では4 TDMAフレームにて1スーパーフレームを形成した状態を示している。

【0005】 図20は、この第1の従来例における可変スロット割当処理フロー図である。図20を用いてスロット割当動作を説明する。上述の基地局制御部スロット割当部では、ScとSuの値は基地局内の送信データから算出し、Tcは移動機からの呼受け付け時に自動的に割り出し、Trは固定値で設定される。また、Tvの値は呼受け付け時のUPC(User Parameter Contor)値を用いて1フレームではなくてスーパーフレーム内で一定レート、理想的にはピークレートが割り当てられる。但し、各フレームにおいては、各VBR呼毎に固定的にスロットが割り当てられるのではなく、最初に各VBR呼間でスロットの割り当てが融通され、以降のスーパーフレームでは固定される。図19において、移動機Aと移動機BはそれぞれのTDMAフレームにおいてはお互いにスロット割当が融通されている状態、ならびにスーパーフレーム単位ではスロットが固定されている状態を示している。すなわち、スーパーフレーム内の各TDMAフレーム単位で見ると移動機Aと移動機Bは互いに同一スロットが割り当てられないように、UPCで値で規定された品質を保証するように各TDMAフレームにおいてスロットが可変に割当てられている。一方、スーパーフレーム単位に移動機A、移動機Bに対するスロット割当位置は固定であり、スーパーフレーム単位で繰り返す同一スロットが割り当てられる。最後に、TaはXからSc、Su、Tr、Tv、Tcの合計を引いた値が設定される。以上の通りフレーム単位に設定されたSc、Su、Tr、Ta、Tv、Tcに対応したスロット位置を、各フレームないし数フレームに一度更新して各移動機に報知することにより、可変スロット割り当てを実現している。なお、上述のABR呼については、各フレームの上り制御チャンネルで要求した移動機にフレーム単位でTa個のスロットが割り当てられる。

【0006】 また、従来の可変スロット割当では、無線区間の誤りを考慮した方法も考慮されており、例えば、1996年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会B-311「ワイヤレスATMに適した集中制御型動的帯域割り当て方式の検討」に示されている。以下に、第2の従来の方法について、図21を参照しながら説明する。

【0007】 図21はTDMA方式を用いた無線ATM通信システムにおける、第2の従来例での可変スロット割当方式によるスロット解放に関するシーケンス図であ

る。このシーケンスを用いた無線ATM通信システムは、基地局と1つ以上の移動機との間でTDMA方式を用いた無線アクセス方式によりATMセルを伝送可能なシステムであり、基地局と移動機との間には、移動機毎に個別の制御回線、すなわち上り制御スロット及び下り制御スロットが設けられており、各移動機に対して基地局は移動機からの要求に応じてTDMAフレーム内で複数のデータ伝送用スロットを割り当てる。各移動機においては送信キュー長を基地局に送信し、基地局は前記移動機の送信キュー長から移動機に対して割り当てたスロット以上のデータが移動機の送信キューにあると判断した場合には、制御回線を用いて新たなスロットの割当を基地局に要求し、基地局はその要求に応じたスロットを、他の移動機に未割当のスロットから選択し、要求元移動機に制御回線で前記スロットの割当結果を通知する。一方、移動機からのデータ送信がNフレーム連続でない場合には、送信データがなくなった移動機及び基地局は自立的にデータ送信がなされなかったスロットを解放する方法が提案されている。

#### 【0008】

【発明が解決しようとする課題】従来の可変スロット割当方式では、スーパーフレーム周期内の定められたスロット位置でデータの送信を行なう為、トラフィック変動に即座に対応できず伝送遅延が増加するという課題がある。また、送出スロット位置が完全に固定されているか、もしくは動的に変更する場合には制御チャネルで随時、N(≧1)フレーム毎に実施する為に、制御チャネルに誤りが発生した場合にはスロット割り当てが変更できず回線利用効率が悪化するという課題もある。更に、動的にスロットを割り当てる場合にスロット位置の指定、すなわちスロット番号を変更時に通知する為、制御チャネルのトラフィックが増大するという課題もある。また逆に、制御チャネルが誤りの有無に関わらずk回連続で割り当て要求が無い場合には解放する為、制御情報が誤った場合には移動機は送信データがあってもスロットを解放してしまうという課題もある。また、更に、ARQ等の再送制御が用いられている場合には、基地局における受信データに誤りがあれば必ず再送が起こり送信バッファのキュー長が伸びる。しかし、実際の割り当てスロットの増加要求までにはタイムラグがあるため、伝送遅延が発生するという課題もあった。

【0009】本発明は、上記の課題を解消するためになされたもので、移動機からの変動トラフィックに対応し、かつ遅延が少なくて対応が速く、回線利用効率がよく、制御チャネルのトラフィックを抑えた可変スロット割当方法を得ることを目的とする。

#### 【0010】

【課題を解決するための手段】この発明に係るTDMA可変スロット割当方法は、基地局に複数の移動機間で時分割TDMAチャネルによりデータ伝送するシステムに

おいて、移動機は、基地局へデータ伝送の速度と品質を表す品質情報を付加して発呼要求を行う発呼送信手段を備え、基地局は、1フレーム中に所定の固定割当スロットと可変割当スロットとを確保する固定・可変スロット確保手段を備え、移動機からの発呼要求中の品質情報から最低伝送速度を満足させる第1のスロット数を算出する固定スロット数算出ステップと、移動機からの品質情報を満足する割当可能な第2のスロット数を算出する可変スロット数算出ステップと、固定スロット数算出ステップで算出したスロット数を先ず固定割当スロットに確保する固定スロット確保ステップと、可変スロットに空きスロットがあれば可変スロット数算出ステップで算出したスロット数に対応する可変スロットを確保する可変スロット確保ステップとを備え、移動機に確保結果を通知し、対応する移動機からの上記固定・可変の両スロットのデータを処理するようにした。

【0011】また更に、基地局は、移動機からの切断要求があると、対応する固定割当スロットを解放して空きスロットにするステップと、残存移動機の品質情報で要求される可変スロット数の和が現用の可変スロット数より多い場合は、切断要求があった移動機の可変スロットを再割当するステップとを付加した。

【0012】また更に、基地局は、発呼要求があった移動機に必要な品質情報と対応して記憶する割当リストを備えて、フレームの可変スロットを確保する可変スロット確保ステップにおいて割当リストを参照して対応する移動機の可変スロットを決めるようにした。

【0013】また更に、基地局は、可変スロット数算出ステップに代えて、最低伝送速度を満足させる第1のスロット数と品質情報を満足する第2のスロット数との中間品質対応の第3のスロット数を算出する中間可変スロット数算出ステップを備え、可変スロット確保ステップは、可変スロットに空きスロットがあれば中間可変スロット数算出ステップで算出した第3のスロット数に対応する可変スロットを確保するようにした。

【0014】また更に、移動機は、自身の送信データ量が所定の値を超えると基地局に対してスロット追加要求を送信するようにし、基地局は、移動機からのスロット追加要求を受信すると、その情報を基に可変スロット数算出ステップで再計算して可変スロットを確保し直すようにした。

【0015】また更に、移動機は、スロット追加要求に際して現使用可変スロット数の情報を送信し、基地局は、対応する移動機からの上記現使用可変スロット数情報を基に可変スロット数算出ステップで再計算して可変スロットを確保し直すようにした。

【0016】また更に、移動機は、現在の必要送信データ量を送信する手段を備え、基地局は、各移動機からの現在の必要送信データ量を監視して第1の閾値を超えると、可変スロット数確保ステップでは閾値を超えた移動

機に対する可変スロット数を増加させ、第2の閾値を下回ると、移動機に対する可変スロット数を減少させるようにした。

【0017】また更に、基地局は、移動機に対する可変スロット数を減少させる場合は、移動機からの解放確認信号を受信するまでは可変スロット数を確保しておくようにした。

【0018】また更に、移動機は、送信データがない場合は可変スロットでの送信を停止するようにし、基地局は、移動機からの送信データが送信されるスロットの同期を検出する手段を備え、この同期が所定の連続回数以上外れることを検出するステップを備えて、連続同期外れを検出すると対応する移動機に対する可変スロットを解放するようにした。

【0019】また更に、基地局は、所定の時間内における特定移動機に対する可変スロット数割当の増加と減少指示回数を計測するステップを設けて、増加と減少指示回数が設定値以上になると、移動機の必要送信データ量を監視する第1と第2の閾値を変更するようにした。

【0020】また更に、基地局は、移動機からの送信データを受信してスロット対応に誤りを検出する手段を備え、所定の数以上のこれら誤りを検出すると、可変スロット確保ステップで対応移動機に確保する可変スロット数を増加するようにした。

【0021】

【発明の実施の形態】

実施の形態1. 本発明では、移動機からの伝送要求を分析して、伝送のための最低品質を伝送するための固定スロットと、望ましい伝送品質を伝送するために加算される可変スロットに分け、固定スロットはいかなる状況でも伝送中は削減せず、可変スロットは各移動機からの要求の数、品質情報などに応じて増減配分をする。図1は本発明におけるTDMAフレーム構成の例を示す図であり、図2は基地局における移動機から発呼時の当該移動機に対するスロット割当の処理フローを示す図であり、図3は基地局における各フレーム毎のスロット割当変更に関する処理フローを示す図であり、図4は基地局における移動機からの切断要求受信時のスロット割当変更の処理フローを示す図であり、図5は各フレームにおけるスロット割当状況の例を示す図である。以下、図1～図5を用いて本発明の基地局におけるスロット割当方法の例を説明する。図1に示す通り、TDMAフレームは上下制御チャネル用スロットならびにユーザデータ用スロットから構成される。なお、ユーザデータスロットは、上り／下りの区分はなく、基地局において上り／下りに動的に割当てられる。また、固定スロットについては割当後の変更を呼が終了するまで実施しないことは、以後の各実施の形態について共通である。

【0022】次に、図2を用いて基地局における移動機からの発呼時のスロット割当方法について説明する。移

動機は上り制御チャネルを用いて、基地局に対して発呼要求を行なう。その際に移動機は発呼要求メッセージに移動機が要求する品質情報を付加して送信する。品質情報とは、最低必要な伝送速度、平均伝送速度、最大伝送速度、許容遅延時間、廃棄率などを示す情報である。基地局は移動機からの発呼要求を受信すると（ステップS0101、以後ステップの呼称を省略する）その発呼メッセージ内の品質情報をみて（S0102）、ただちに移動機が通信に最低必要なスロット数（S0103）と1フレーム内で最大必要なスロット数を算出する（S0104）。

【0023】算出した最低必要なスロット数（Ns）を1フレーム内の空きから割当可能か判断し（S0105）、割当可能な場合には固定割当スロットとして当該移動機に割当てる（S0108）。割当が不可能な場合には、その移動機からの発呼は呼損となる（S0107）。また、当該発呼メッセージ内の品質情報の最大伝送速度から、移動機が1フレームで使用する最大スロット数（Nr）を算出する（S0104）。その最大スロット数が可変スロットの空きスロットによって割当可能な場合には（S0109）、その移動機に対して割当変更可能スロットとしてNr-Ns個のスロットを割当てる。また、可変スロットの空きでは（Nr-Ns）個のスロットが割当られない場合には（S0109：No）、空いている可変スロットすべてがその移動機の割当変更可能スロットとして割当られる（S0110）。以上のように算出されたスロット数に対応したスロット番号が設定され下り制御チャネルを用いて発呼要求を出した移動機に対して固定割当スロットならびに割当変更可能スロットのスロット番号が通知される（S0115）。なお、各移動機に対しては固定割当スロットのスロット番号のみを通知し、以下に述べる方法で割当変更可能スロットを各フレームで各移動機で順次使用することも可能である。

【0024】図3を用いて各フレームにおいて基地局が発呼要求のあった移動機に対して、要求品質と最低品質の差をまかなう可変割当スロットの利用許可を行なう方法を説明する。基地局は各フレームにおいて割当変更可能スロットの合計（ΣNt）を算出する（S0202）。次にあらかじめ各移動機からの発呼メッセージの品質情報に基づき作成されたタイミングテーブルから選んで、あるフレームにおいて最大速度でのデータ伝送を行わなくてはならない移動機をまず選択する（S0203）。そして選択された移動機の最大伝送速度に匹敵するスロット数（Nr）を算出する（S0204）。このNrと最低伝送速度に匹敵するスロット数Nsとの差が通信中の全移動機の割当変更可能スロット数の合計Nxよりも小さければ、その移動機にNr個分のスロットを割当て（S0206）、割当リストの次の移動機に対しても同様の処理を行う（S0208）。一方、NrがN

xよりも大きければ、Nxを当該移動機に割当変更可能スロットとして割り当てる(S0209)。ここで、割当リストは呼受け付け時に作成され、品質情報に従って、各移動機に対する割当変更可能スロットを割り当てる周回毎に各移動機が登録されている。このため、図5に示したように移動機は通常、固定割当スロットのみで送信し、割当リストに登録されたフレームにおいて割当変更可能スロットの利用が可能となる。つまり移動機毎に割当てられた可変スロットの数のみがフレームが移ると変動することがある。また、効率が悪くなるが、割当リストを持たないで、可変スロットの割当に先立って各移動機の要求品質を調べるようにしてもよい。

【0025】次に、図4を用いて基地局における移動機からの呼切断時のスロット解放方法について説明する。基地局は上り制御チャネルでの移動機からの切断要求を受信した場合には(S0301)、その移動機を含め通信中の移動機の要求品質(最大伝送速度に相当する)スロット数の合計Ny(=ΣNr(i))を算出する(S0302)。切断要求を送出した移動機に対して固定割当スロットとして割り当てたスロットNsを解放したのち(S0303)、割当変更可能スロット数の合計Nx(=ΣNt)と要求品質スロット数の合計Ny(ともにその移動機のスロット数も含む)が一致した場合には(S0304:Yes)、その移動機を含めすべての移動機には要求品質通りのスロットが割当てられているとみなし、当該移動機の割当変更可能スロットの全てを解放する(S0305)。一方、NyとNxが一致しない場合には(S0304:No)、つまり要求品質からのスロット数と実際に許可している可変スロットの数とが一致していないので、どれかの移動機には要求品質通りのスロットが割当てられていない。従って、当該移動機以外の移動機に対して要求品質を満たすスロット数、要求品質を満たすスロット数が確保できない。そこで、要求品質を満たすスロット数を空きスロットから確保できる場合には(S0307:Yes)、要求品質に匹敵するスロットを割当変更可能スロットとし(S0309)、空きスロットが要求品質に匹敵するスロット数に足りない場合でも(S0307:No)、可変の空きスロットのすべてを割当変更可能スロットとする(S0308)。この場合には、当該移動機に割り当てられていたスロットの全てもしくは一部は解放されない。当該移動機に対して割当られたスロットに対する処理が終了した段階で、当該移動機を割当リストから削除し(S0310)、次フレームの下り制御チャネルにより、当該移動機に対して切断受け付けを送信する(S0311)。

【0026】ここで、移動機が正常に下り制御チャネルを受信できず、送信許可の確認ができない場合には、固定割当スロットのデータを用いてゲート伝送を行くこととなる。また、本実施の形態の図4または図5において、固定割当スロット及び割当変更可能スロットの割当スロ

ット内の相対位置についてはいかなるパターンでもよい。また、固定割当スロット数は最低品質を保证するスロット数であるが、ARQなどの再送制御を実施する場合や、無線回線品質が悪劣であって、制御チャネルの伝送品質が悪い場合には最低品質を保证するスロット数以上のスロットを固定割当としてもよい。上述した実施の形態1の方法によれば、各移動機に対して各フレームで送信許可のみを与えるだけで割当て変更ができるうえ、トラフィックに応じて送出許可回数を変化させることでトラフィック変動に柔軟に対応でき、伝送遅延を軽減できる。

【0027】実施の形態2、実施の形態1では、可変スロットの割当を割当リストに記載の移動機を順に選んで先頭から割り当てる方法であった。ここでは要求のあった移動機になるべく公平に可変スロットを割り当てる方法を説明する。図6は本発明の可変スロット割当方法の実施の形態2における処理フロー図であり、基地局における移動機から発呼時の移動機に対するスロット割当の処理を示している。図7は、基地局における各フレーム毎のスロット割当変更に関する処理フロー図を、図8は、あるフレームにおけるスロット割当状況の例を示す図である。以下、図1、及び図5～図8を用いて本実施の形態における基地局によるスロット割当方法を説明する。

【0028】まず、基地局における発呼時の移動機に対するスロット割当処理は、以下の図6に示す通りとなる。基地局は上り制御チャネルにより、移動機からの発呼受け付けを受信した場合には(S0101)、実施の形態1で示した処理により発呼メッセージ内の要求品質の分析(S0102)から最低品質を満足するスロット数Nsならびに最大伝送速度に相当するスロット数Nrを算出し(S0103、S0104)、NrとNsの差分Ntを計算する(S0105)。Nsが空きスロットから割当て不可能な場合には呼損となる(S0107)。次に、割当変更可能スロット数は、当該移動機の最大伝送速度に相当するスロット数Nrと固定割当スロット数Nsとの差分Ntと、当該移動機の品質情報から得られる平均伝送速度に相当するスロット数と固定割当スロット数Nsとの差分Nv、ならびに通信中のその他の移動機のNtとNvの差分の合計S(=ΣNt-Nv)を計算し(S0402)、このSと、空きスロットNoとの関係により設定する。他の移動機のNtとNvの差分の合計Syより当該移動機のNtとNvの差分が小さい場合は(S0403:Yes)、当該移動機の割当変更可能スロット数は平均伝送速度に相当するスロット数Nv(但し、Ns+Nvで平均伝送速度に相当する)を割り当てる(S0404)。逆に、SyよりNt-Nvの差分が大きい場合には(S0403:No)、当該移動機にNt-S個のスロットを割当変更可能スロットとして割り当てる(S0410)。但し、上記の双

方の割当数が空きスロットNoよりも大きい場合には $N_o + S$ が $N_v$ もしくは $N_t$ よりも大きければ $N_o$  ( $N_v$ の場合) ( $S0408$ )、もしくは $N_o + S$  ( $N_t - S$ の場合)を割り当てるが( $S0413$ )、 $N_v$ が $S + N_o$ よりも大きい場合は呼損となる( $S0107$ )。以上により、移動機毎の割当スロット数が設定される。ここで、固定割当スロットは変更されないで、各フレームでのスロット位置を指定する( $S0416$ )。割当変更可能スロットについては、スロット番号を指し、移動機毎に割当変更可能スロット間同一フレームにて同一スロットを使用しないように割当リストを作成することも可能であり、図6の方法でスロット数のみを設定し、以下の方法で各フレーム毎に送出スロット番号を決定することも可能である。

【0029】次に、図7を用いて各フレームにおける移動機に対する可変スロット割当方法について説明する。基地局はフレームが変化する毎に割当変更可能スロット数の合計 $N_x$  ( $= \Sigma N_t$ )を算出し( $S0202$ )、当該フレームで送信予定の移動機を割当リストから選択する( $S0501$ )。複数の移動機が選択されている場合は選択された移動機の要求品質 $N_r$  (最大伝送速度に相当するスロット数)の合計 (複数の移動機が選択されている場合)  $\Sigma N_r$ を算出する( $S0502$ )。この要求品質 $N_r$ と $N_x$ との差 $N_t$ の合計が $N_x$ よりも大きい場合には( $S0503$ :No)、割当リストから1つの当該移動機を選択し、全体の要求品質の合計 $\Sigma N_r$ に対する当該移動機の要求品質の割合に匹敵するスロット数 ( $N_x \times (N_r / \Sigma N_r)$ ) を割当変更可能スロットとして当該移動機に割当て( $S0505$ )、下り制御チャンネルで $N_x \times (N_r / \Sigma N_r)$ 個分のスロット番号を通知する( $S0211$ )。順次、割当リストから移動機を選択し( $S0501$ )、同様の計算により、割当変更可能スロットを設定する。一方、 $N_x$ が $\Sigma N_t$ よりも大きい場合には( $S0503$ :Yes)、当該フレームで割当リスト内のすべての移動機に対して要求品質に相当するスロットを割り当て( $S0206$ )、下り制御チャンネルでスロット番号を報知する( $S0211$ )。図8に示すように実施の形態1で示した方法を用いれば、割当リストの先頭に近い移動機には要求品質に近いスロットが割当られるが、本実施の形態では割当リストで同一フレームで送信するように設定されている移動機に対しては、要求品質の比に応じてスロットが割当られる。また、本実施の形態では通信中の移動機のすべての要求品質の和に対する比で設定したが、割当リストで同一フレームで送信する移動機の要求品質の和に対する各移動機の要求品質で割当変更可能スロット数を設定してもよい。また、別の $N_r$ と $N_s$ の間値 $N_z$ を設定して $N_t = N_z - N_s$ としてもよい。

【0030】基地局からのスロット割当に従い移動機は各TDMAフレームの指定されたスロットにおいてデー

タ送信を行う。図5において、特定の移動機の各フレームにおけるスロット割当状況が示されている。図5に示す通り本実施の形態ではスーパーフレーム構成を取らず、各TDMAフレームの下り制御チャンネルにおいて、基地局は移動機に対して使用スロット番号を通知する。上述の方法で基地局は各TDMAフレームにおいて割当変更可能スロットの割当を決定し、移動局は下り制御チャンネルで指定されたスロットでデータ伝送を行う。このため、タイミングテーブル順序に従い各TDMAフレームにおいて各移動機に対してスロットを融通し合うことになる。また、そのスロットの融通は各移動機からのトラフィックパターン、すなわち要求品質、最低品質もしくは平均伝送速度、ならびに許容伝送遅延などに基づき、割当スロット数や割当TDMAフレーム周期が各移動機毎に自由に設定することができ、従来例のようにスーパーフレーム単位に固定とはならない。すなわち、スーパーフレーム周期に依存した割当間隔とはならない。図5では移動機Aは割当変更可能スロットがほぼ3TDMAフレーム間隔で現れるのに対して、移動機Bは5TDMAフレーム単位に割当変更可能スロットの割当が出現している。また、他の移動機とのスロットの融通も動的にできる。ここで、基地局は共用しているスロットにおいて同一フレームで複数の移動機が送信することがないように、送信許可を有するタイミングテーブル (送信許可テーブル) を生成する必要があるが、同一スロットを割り当てられていない移動機をグループ化し、移動機からの送信パッファキュー長を元が一番長いキューを持つ移動機が含まれるグループを当該フレームでの送信許可移動機群として指定していく方法を用いることもできる。この方法によれば、同一スロットを複数の移動機で共用できるので回線利用効率の向上を図ることができる。

【0031】実施の形態3。基地局が移動機からの当初の発呼要求に基づいて可変スロットを割当てても、移動機からの実伝送データの量や、フレームを共有する移動機数によって時間が経過すると移動機によっては滞留データ量が多くなることがある。これは正法法の1つを説明する。図9は本発明の実施の形態3における基地局による各フレーム毎の可変スロット割当方法の例を示す処理フロー図である。図10はスロット再割当のシーケンスを示す移動機-基地局間のシーケンス図である。以下、図1、及び図9～図10を用いて本発明の実施の形態3におけるスロット割当方法を説明する。

【0032】各移動局は、割当変更可能スロットが少なくして送信出来ないデータが滞留した場合には、図10のように上り制御チャンネルを用いて新規割当要求を送信する。基地局は、受信した新規割当要求に基づき、呼設定時や呼切断時と同一の処理により、要求を受けた移動機に対する割当変更スロット数の再算出を行う。例えば、その移動機が呼設定要求を送出した段階では、基地局に

送信される上りトラフィックが多くて、その移動機に最低品質のみ、または平均伝送速度に相当するスロット数のみが割り当てられていれば、当該移動機は新規の割当要求により要求品質に近いスロットの再割当を要求することができる。

【0033】図9により基地局におけるスロット再割当処理を説明する。まず、移動機は基地局に対して、スロット変更要求を送信する。このメッセージには品質情報と新たに現在割り当てられているスロット数ないしこれまでに送信許可された最大スロット数を付加する。この情報があれば基地局は直ちに以前の値を知ることができ、改善の際の日安にできる。基地局は発呼時と同様に品質情報から要求品質（最大伝送速度に相当するスロット数）を算出し、現在の割当スロット数との差分 $N_z$ を計算する。この $N_z$ を元に実施の形態2記載と同様の処理（S0404～S0416）にてスロット数の変更を実施する。

【0034】本実施の形態においても、下り制御データが正常に受信できない場合には移動機は割当スロットの変更はできず、基地局においても当該移動機からの確認信号を受信するまでは割当スロットの変更を実施しない。

【0035】この方法によれば、発呼時に設定されたスロット数を移動機からの要求に基づいて変更できると共に、送出許可によるトラフィック変動に対する追従性も向上でき、伝送遅延の軽減、回線利用効率の向上が図ることができる。

【0036】実施の形態4。本実施の形態では先の実施の形態1ないし3と異なり、各移動機から単位時間当りのトラフィック変動に相当の情報を送り、基地局ではこれらの情報を基に可変スロットを割当する方法を説明する。図11は本発明の実施の形態4における可変スロット割当方法を示す処理フロー図である。図12はスロット再割当を行う際の移動機-基地局間のシーケンス図である。以下、図1、及び図11～図12を用いて本実施の形態におけるスロット割当方法を説明する。

【0037】各移動機は送信バッファのキュー長をフレーム単位、もしくは規定フレーム数単位に計測する。図11に示す通り、上り制御信号送信直後の送信キュー長（ $x$ ）に、このフレームの間に入力したトラフィック量を加算し、当該移動機に割当てられたスロット数に四散するトラフィックを減算した送信キュー長（ $x$ ）を次のフレームの上り制御チャンネルで基地局に報告する。基地局では、各移動機からの送信キュー長報告に基づき、送信キュー長が閾値（ $X_i$ ）を超過している移動機を選択し、その移動機の割当変更可能スロット数を増大させる。次に、キュー長が閾値（ $X_i$ ）を下回っている移動機を選択し、その移動機の解放予定スロットを選択する。当該フレーム（もしくはもう1フレーム後のフレーム）の下り制御チャンネルを用いて、スロットの解放、割

当を行なう。すべての移動機からの確認信号を受信した時点で割当変更は終了する。なお、移動機からのACK/NACK信号はユーザデータスロットに多重化しても構わない。また、スロットの解放を行う場合には、解放確認信号が移動機から受信されるまでは、当該スロットを解放状態とはしない。即ち、解放状態前に当該スロットを他の移動機に割当することはしない。これはスロット数にて管理する場合にも同様の扱いである。

【0038】次に、図11を用いて基地局における割当スロット数の増減処理について説明する。基地局は上り制御チャンネルを用いて各移動機からの送信キュー長の報告を受信する（S0701）。各移動機の送信キュー長が閾値（ $X_i$ ）を超えている場合には、送信キュー長の増分（ $x - X_i$ ）に対応するスロット数 $N_z p$ を算出し（S0703）、その移動機の割当変更可能スロット数に加算する（S0704）。以降は実施の形態2で示した各フレームにおける移動機に関する送信スロット通知と同様の処理（S0404～S0415）にてその移動機に対して割当てスロット位置を通知する（S0708）。また、送信キュー長が閾値（ $X_d$ ）以下の場合には、送信キュー長との減少分（ $X_d - x$ ）に対応するスロット数 $N_z m$ を算出し（S0706）、その移動機の割当変更可能スロット数から減算する。なお、その移動機に対して、呼設定時に割当変更可能スロットとしてスロット番号が通知されている場合には、基地局は割り当てたスロットの中でスロット番号が大きい順に解放スロットを選択し（S0707）、下り制御チャンネルにてその移動機に通知する（S0708）。また、各フレームにおいて移動機に対して使用するスロットを報知する方法を採用している場合には、その移動機に対する割当変更可能スロット数を変更する。この場合には増加させる場合には呼受け付け時の処理を、減少させる場合には呼切断時の処理を用いる。

【0039】この方法によれば、移動機の送信キューに対応して割当スロット数を増減させることが可能であり、移動機からの送信キュー報告周期に依存した遅延時間で送信キューに追いつき割当スロット数を変更できるので、各移動機のトラフィックに遅れなく応じたスロット割当ができる。

【0040】実施の形態5。図13は、本発明の実施の形態5における可変スロット割当方法のスロット解放を示すシーケンス図であり、図14は可変スロット割当方法のスロット解放処理のフロー図である。以下、図1、及び図13～14を用いて本実施の形態における可変スロット割当方法を説明する。

【0041】従来例でも説明したように、基地局において受信データに対してN回連続で受信未確認（NACK）を送信すると、割当スロットを解放することができ、移動機がN回連続送信し、基地局がN回連続で無線区間の誤り等によるデータ受信を失敗した場合にも割当

スロットを解放してしまふ。ここでは、図13に示したように、移動機は送信データが無い場合の割当変更可能スロットでの送信を停止する（図13では#3のみ）。こうすれば、基地局は当該スロットの同期を取ることが出来ないで同期はずれとなり、CRCでのエラーとは異なる指標を得ることができる。例えば、基地局は同期外れを連続N回観測したスロットはN回目の同期外れを起こしたフレームの次のフレームの下り制御チャネルにて当該フレームにおける割当変更可能スロットを解放する通知を当該移動機に対して送る。この方法は、予め移動機に対して固定の送信スロットを設定する方法すべてに用いることが出来る。また、各フレームにおいて送信スロットを報知する方法の場合の通知には、送信スロット数（実施の形態1〜4では割当変更可能スロット数）に対応したスロット位置（番号）の選択の際に適用することができる。

【0042】図14を用いて基地局における同期外れによるスロット解放処理について説明する。移動機からの送信キュー長報告を調べ（S0801）、送信キュー長（Lq）が閾値（Xp）よりも短い場合には（S0802：N<0）、以下の処理を行う。まず、基地局は同期はずれを起こしたスロット番号を記憶し（S0805）、当該スロットの前フレームでの状態を検査する。前フレームでの状態も同期外れの場合には同期はずれ回数（AS）をカウントアップする（S0808）。なお、当該スロット以外の前フレームでの状態ならびに同期外れ回数はリセットしておく（S0806）。同期外れ回数が閾値Nよりも大きい場合には、割当変更可能スロット数を当該スロット数分減少させる（S0809）。ただし、送信キュー長Lqが閾値Xpよりも長く、かつ同期はずれが頻発する場合には、無線回線品質の悪化と考えられるので、割当変更可能スロット数の変更は実施しない（S0804）。この方法によれば、移動機は送信データが無い場合には当該スロットでの送信を一切行わず（アイドル信号も送信しない）、送信パワーを落とす。こうして、基地局は当該フレームの当該スロットは同期外れとなり、その移動機からの送信がなかったことが分かる。従って、複数フレームにわたり送信データのなかったスロットを、その移動機の割当スロットから解放できる。また、制御情報が途中で誤ってしまったため割当変更可能スロットの解放が実施できない場合でも、移動機からの送信データが無ければ、基地局が自律的にスロットを解放し、回線利用効率を向上させられる。

【0043】実施の形態6、図15は本発明の実施例6における送信バッファのキュー長に基づいて補助的にスロット割当変更を行う方法を示すシーケンス図である。図16はそのスロット割当変更処理フロー図である。以下、図1及び図15〜16を用いて本実施の形態におけるスロット割当変更方法を説明する。

【0044】基地局は、図15に示すように、移動機か

らの送信キュー長（x）を各フレームないし規定フレーム数（nフレームに1回）毎に受信する。実施の形態4では、基地局は受信した送信キュー長に基づき、移動機に対する割当変更可能スロット数の増減方法を説明した。この実施の形態4の方法では、二つの閾値（Xi、Xd）の関係が $X_d < x < X_i$ であれば、スロット割当の変更は実行されない。しかし、移動機における送信キューに対する入力トラフィックの変動が大きい場合、すなわちピークビットレートと平均ビットレートの差が大きい場合や、パース性が強い入力トラフィックの場合には、割当変更が頻繁に起こることになる。そうすると、送信データがない状態や、送信バッファにデータ溜まる状態が繰り返され、サービス品質が守れない場合がある。また、適切な閾値を基地局が選択できない場合にも同様の状態となる。さらに、頻繁に移動機に対する割当変更スロット数の変更を増大させると基地局の負荷ならびに、他の移動機への割当スロット数の変動が大きくなる。本実施の形態ではこれらの状況に対処するために、基地局は特定の各移動機の単位時間Tの間に発生した割当て変更回数を計測し、割当て変更回数がN回以上となった移動機の送信キュー長用閾値（Xi、Xd）の間隔を広げて、割当変更頻度を減少させる。

【0045】図16を用いて、この割当変更頻度適切化処理を説明する。基地局は移動機から送信キュー長報告を受信した場合には、（S0901）移動機毎に持つタイマをチェックする（S0902）。タイマが稼働している場合には、送信キュー長が閾値XdとXiの中（ $X_d < L_q < X_i$ ）にあるか否かを検査し（S0905）、閾値外にある場合には実施の形態4で示した方法によりその移動機に対して割当変更可能スロット数の増加または減少を実施し、回数カウンタ値を加算する（S0906）。また、タイマが稼働していない場合にはタイマを稼働し（S0903）、カウンタ値をリセットする（S0904）。次に、タイマ稼働中にカウンタ値がN以上になった場合はT時間以内にN回の割当変更があったことになるため、閾値XdとXiをそれぞれ $X_d = X_{d-am}$ 、 $X_i = X_{i+an}$ に変化させ（S0908）、送信キュー長が許容される値の幅を増加させ（S0908）、受信タイマをリセットする（S0909）。結果として割当変更可能スロット数自体の変更頻度を減少させることができる。この方法によれば、割当て変更回数の頻度を低減できる為、トラフィック変動周期の激しい呼に対してピークトラフィックに近づく傾向をとり伝送遅延なくデータ送信ができる。さらに、呼毎に割当変更の閾値が決まるため、閾値の適正化も動的に行われることとなり、パース性の高いトラフィックのための閾値の設定のような特例を設けることなく処理が実装できる。

【0046】実施の形態7、図17は本発明の実施の形態7におけるARQの再送要求を用いたスロット割当変



更を行うシーケンス図であり、図18はそのスロット割当変更処理を示すフロー図である。以下、図17ならびに図18を用いて本実施の形態における可変スロット割当方法を説明する。

【0047】基地局と移動局との間でARQが実施されている場合の図17に示すシーケンス図は、移動機から送出されたデータ(1~6)のうち、No. 2、3、5のデータに誤りが発生した様子を示している。ARQが実施されている場合は、受信データに誤りがあれば、少なくとも当該フレームでのデータは再送のために送信側(移動機)で送信バッファに溜まっている。そこで、基地局側では、再送要求のためのデータ(シーケンス番号など)から算出される再送データ数を元に、送信側キュー長用の閾値(Xd)を減らすことにより、割当スロット数の増加を迅速に行うことができる。

【0048】図18を用いて、再送制御(例えばARQ)を実施している基地局での割当スロット変更処理について説明する。基地局が移動機からのスロットを受信すると(S1001)、各スロットに付されたCRC(Cyclic Redundancy Check)を計算し(S1002)、当該スロットでの誤りの有無を検査する(S1003)。但し、図18ではスロット単位にCRCが付されている条件で記載しているが、スロット内のデータユニット単位にCRCが付与されていることもある。受信スロットに誤りが検出された場合には、その誤りが検出されたスロット番号を記憶し(S1005)、誤りのあったスロット数(m)を算出する(S1006)。ここで、mが閾値(a0)よりも大きい場合には、対応する移動局の割当変更可能スロットを増大させることになったXiをaだけ減少させる(実施の形態3、4で述べた)(S1008)。このように、Xiを減少させると、次の移動機からの送信キュー長報告における移動機のキュー長(x)の増加に対して、割当変更可能スロット数の増加処理が速やかに進む。この方法によれば、再送のための送信バッファのキュー長が伸びるので、移動機のキュー長の増大に対して短時間で割当スロットが増加し、再送による送信遅延を軽減できる。

【0049】

【発明の効果】上述したようにこの発明の方法によれば、以下の効果がある。移動機からの最低伝送速度対応の固定スロットを割り当てるので、各移動機は必要な通信を確保できる効果があり、更に余裕がある場合はフレーム毎に即応して要求品質の伝送が出来て回線効率が増加する効果がある。

【0050】また更に、切断により可変スロットに空きが出来ると再割当をするようにしたので、トラフィックの変動に即応して伝送速度を向上させる効果がある。

【0051】また更に、割当リストを用いるので、可変スロットの割当が迅速に出来る効果がある。

【0052】また更に、可変スロットの確保に際しては中間品質を考慮したので、伝送を行っている各移動機がその要求品質に応じて平等に可変スロットを確保できる効果がある。

【0053】また更に、再発呼要求で可変スロットを再確保するようにしたので、状況変化に即応して伝送速度を変更できる効果がある。

【0054】また更に、移動機から現用スロット数も報告するようにしたので、基地局での再評価時間が短縮されて即応性が向上する効果がある。

【0055】また更に、各移動機は伝送が必要な現在送信データ量に対応の情報を報告するようにしたので、きめ細かい伝送速度の設定を遅れなく行える効果がある。

【0056】また更に、解放確認信号の受信までは可変スロットを解放しないので、不用意な回線切断を防ぐ効果がある。

【0057】また更に、同期外れとその他の原因を区別するようにしたので、伝送データがない場合の同期外れでは可変スロットを他に渡して有効利用が出来る効果がある。

【0058】また更に、移動機への可変スロットの増減指示回数を監視するので、対応する移動機の伝送速度を適切に抑えて制御回線のトラフィック量を削減し、かつ回線の利用率を向上させる効果がある。

【0059】また更に、移動機からのデータの誤り量を検出して再送が必要な移動機は可変スロットを増加させるようにしたので、誤りがあった移動機は伝送時間を短縮できる効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明におけるTDMAフレーム構成の例を示す図である。

【図2】 本発明の実施の形態1における基地局によるスロット割当の処理フロー図である。

【図3】 実施の形態1において基地局が行うフレーム毎のスロット割当変更処理フロー図である。

【図4】 実施の形態1において切断要求に基づくスロット割当変更処理フロー図である。

【図5】 本発明における各フレームでのスロット割当状況の例を示す図である。

【図6】 本発明の実施の形態2における基地局によるスロット割当の処理フロー図である。

【図7】 実施の形態2において基地局が行うフレーム毎のスロット割当変更処理フロー図である。

【図8】 実施の形態2におけるフレームでのスロット割当状況の例を示す図である。

【図9】 本発明の実施の形態3における基地局によるスロット割当の処理フロー図である。

【図10】 実施の形態3におけるスロット再割当のシーケンスの例を示す図である。

【図11】 本発明の実施の形態4における基地局によ

るスロット割当の処理フロー図である。

【図12】 実施の形態4におけるスロット割当のシーケンスの例を示す図である。

【図13】 本発明の実施の形態5における可変スロット割当のシーケンスの例を示す図である。

【図14】 本発明の実施の形態5における基地局によるスロット割当の処理フロー図である。

【図15】 本発明の実施の形態6における可変スロット割当のシーケンスの例を示す図である。

【図16】 本発明の実施の形態6における基地局によるスロット割当の処理フロー図である。

【図17】 本発明の実施の形態7における可変スロット割当のシーケンスの例を示す図である。

【図18】 本発明の実施の形態7における基地局によるスロット割当の処理フロー図である。

【図19】 第1の従来例におけるTDMAフレームの構成図である。

【図20】 第1の従来例における可変スロット割当の

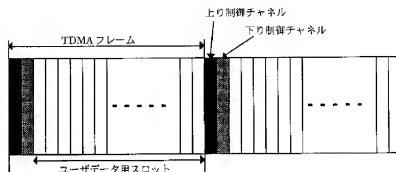
処理フロー図である。

【図21】 第2の従来例における可変スロット方式のスロット解放シーケンスの例を示す図である。

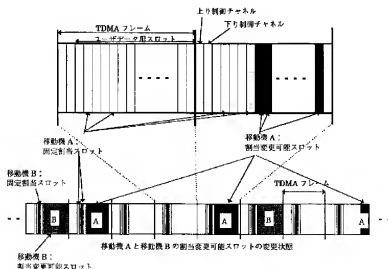
【符号の説明】

S0103 最低品質を満たすスロット数算出ステップ、S0104 要求品質を満たすスロット数算出ステップ、S0105 可変スロット数算出ステップ、S0108 固定スロット確保ステップ、S0110 可変スロット確保ステップ、S0112 可変スロット確保ステップ、S0301 切断受付ステップ、S0304 可変スロット見直し確認ステップ、S0307 可変スロット見直し確認ステップ、S0502 要求品質を満たすスロット数算出ステップ、S0503 中間可変スロット確認ステップ、S0505 可変スロット確保ステップ、S0601 再発呼要求受付ステップ、S0603 スロット増分数算出ステップ、S0604 可変スロット増分確保ステップ、S0808 同期外れ数検出ステップ、S1007 誤り回数検出ステップ。

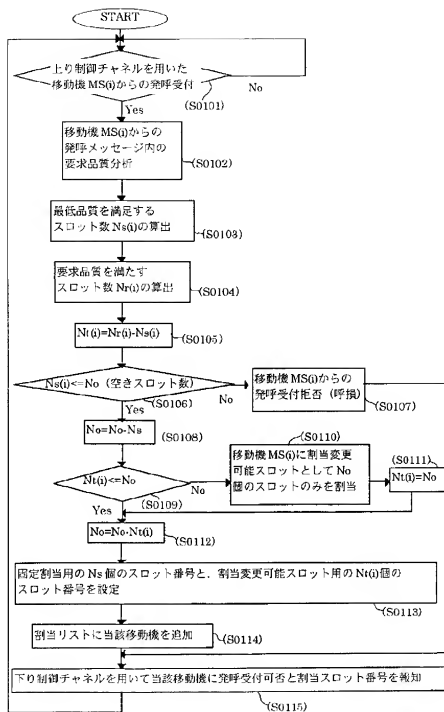
【図1】



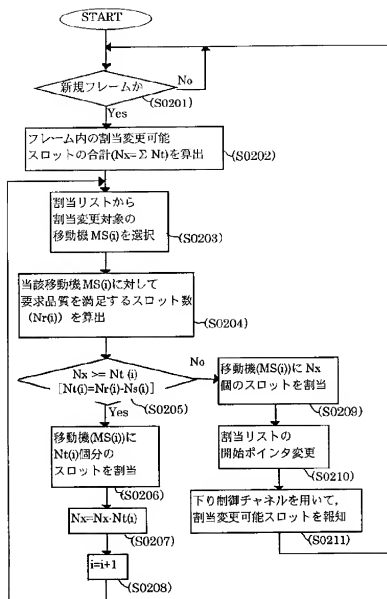
【図5】



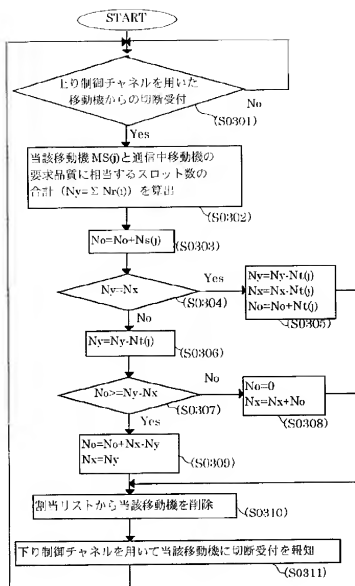
【図2】



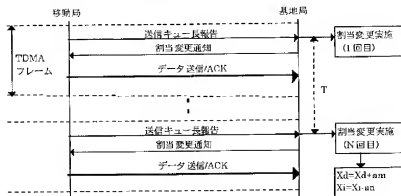
【図3】



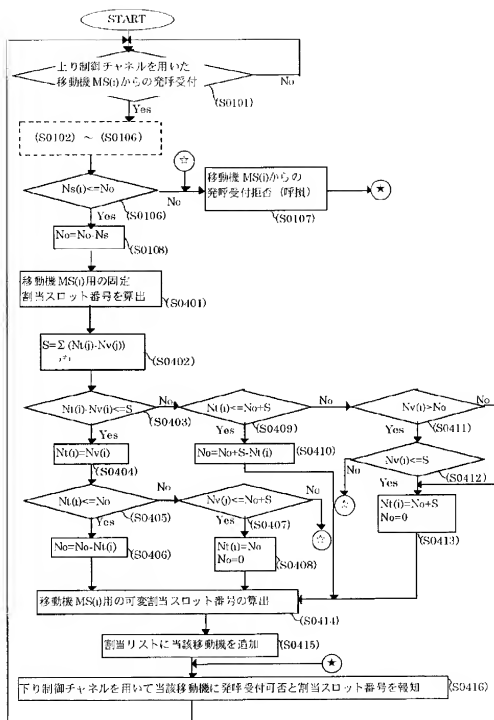
【図4】



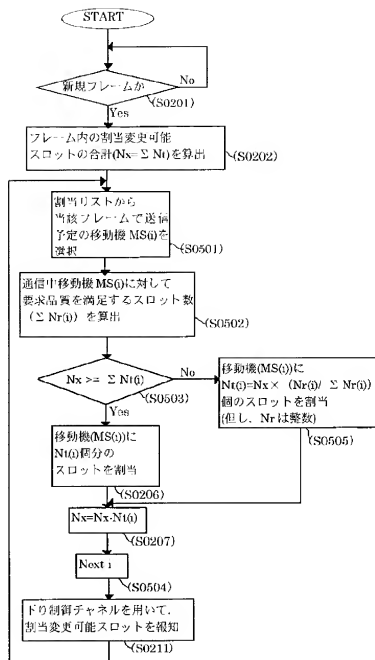
【図15】



【図6】



【図 7】



【圖 12】

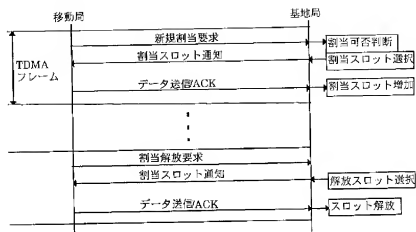


移动局 基地局

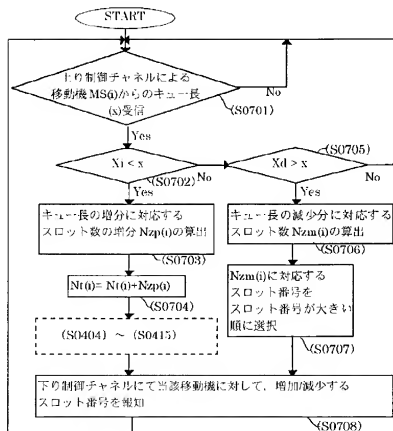




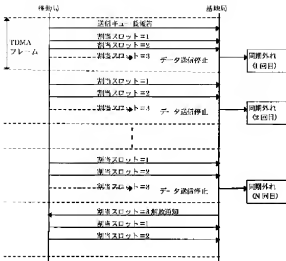
【図10】



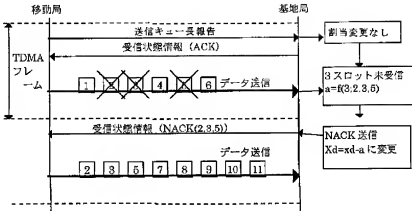
【図11】



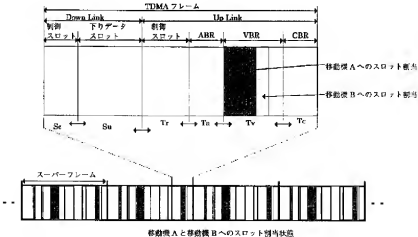
【図 13】



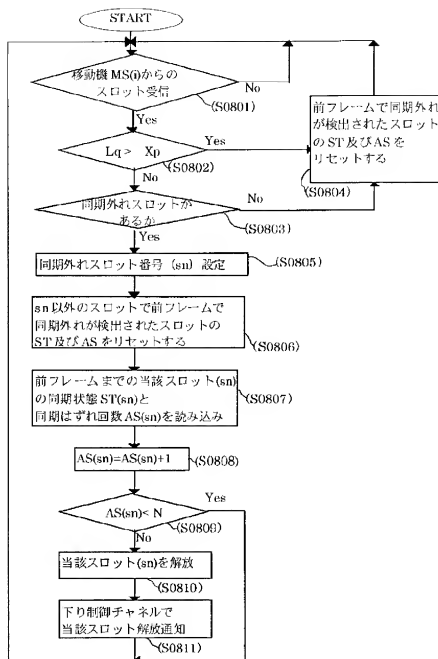
【図 17】



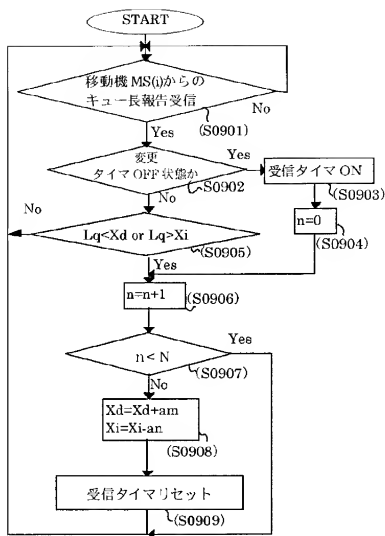
【图 19】



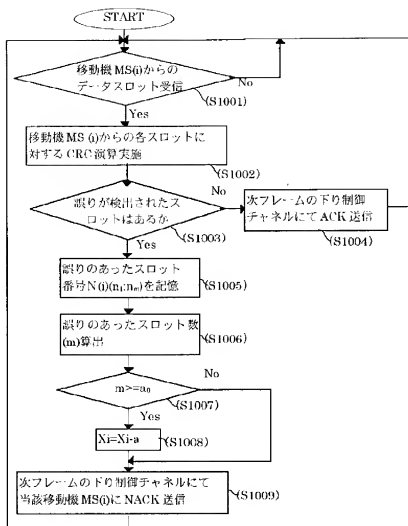
【図14】



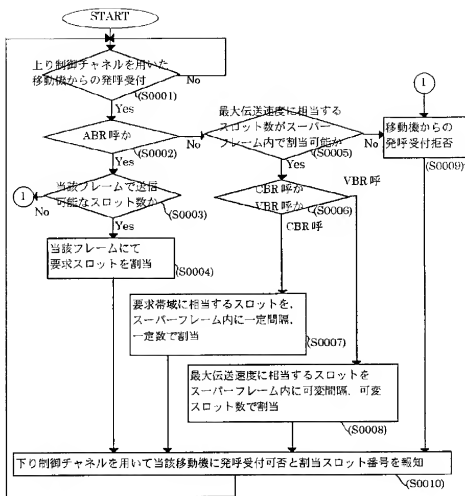
【図16】



【図18】



【図20】



JP11074863A METHOD FOR RECEIVING MULTIPLE CARRIER WAVE DIGITAL SIGNAL AND RECEIVER

## **Bibliography**

### **DWPI Title**

Reception method for multi-carrier digital signals subjecting received digital signal to coarse time synchronisation and correlating signals with time-shifted versions of itself for identifying transmission mode

### **Original Title**

METHOD FOR RECEIVING MULTIPLE CARRIER WAVE DIGITAL SIGNAL AND RECEIVER

### **Assignee/Applicant**

Standardized: THOMSON BRANDT GMBH

Original: DEUTSCHE THOMSON BRANDT GMBH

### **Inventor**

KLANK OTTO ; KLAUSBERGER WOLFGANG ; LAABS JUERGEN

### **Publication Date (Kind Code)**

1999-03-16 (A)

### **Application Number / Date**

JP1998203766A / 1998-07-17

### **Priority Number / Date / Country**

EP1997112929A / 1997-07-28 / EP

JP1998203766A / 1998-07-17 / JP

## **Abstract**

PROBLEM TO BE SOLVED: To improve signal identification, and to reduce erroneous decoding by correlating a digital signal with a deviated digital signal according to various time corresponding to a

possible mode in a time area, deciding the present mode according to the maximum position and size of the correlation value, and obtaining an information item related with rough time synchronization and a present symbol from an output signal.

SOLUTION: An input signal INP constituted of an I element and a Q element is multiplied by a frequency correlation signal FCORR generated from an oscillator NCO in a multiplier M, transformed into a frequency area in a fast Fourier transforming means FFT, and an output signal OU constituted of the I element and the Q element is formed. A mode is accurately identified, a sample window is almost accurately arranged, and coarse AFC is executed by a coarse AFC means CAFC. An intended continuous pilot signal CPIL of a present symbol in a data frame is extracted from an output signal from the FFT, and correlated in the CAFC according to defined layout.





#### 【特許請求の範囲】

【請求項1】 時間的スペクトルのフレームの中に配置され、保護間隔及び所望の記号長 $T_0$ を有するデータ記号及び基準情報 (CPIL, SCPI, TPSPIL) を含み、様々な種類のモード (MO, 2k, 8k) で伝送される多重搬送波デジタル信号 (INP) を受信する方法であって、

受信に同調する又は受信された信号の方式準拠性を検査する以下の段階、即ち、

デジタル信号 (INP) は可能なモードに対応する様々な値の $T_0$ によって時間に関して偏移されたデジタル信号 (INP) と時間領域中で相関され、現在のモード (MO) は相関値の最大の位置及び大きさから決定され、現在の保護間隔は相関値の最大の間の間隔から決定され、これらから生じ $T_0$ に対応する長さを有するサンプリング窓は次に変換手段 (FFT) 及び続く信号評価のために設定される相時間同期と、

現在の記号に関する (基準情報項目の配置レイアウトに対応する) 情報項目は変換手段 (FFT) の出力信号から得られ、粗AFC手段の中で定義されたデータレイアウトと相関され、この相関の性質は現在のモード (MO) に従って選択される。変換手段の上流に配置される乗算器手段 (M) を使用し、また変換手段の下流に配置される粗AFC手段 (CAFC) を使用する粗AFC修正と、

デジタル信号 (INP) の方式準拠性及び受信の質を決定するための、相時間同期 (CTS) の結果及び粗AFC相関に関連する相関結果の質的な評価とを有することを特徴とする方法。

【請求項2】 基準情報は連続パイロット信号 (CPIL)、散乱パイロットセル (SCPI) 及びTPSPIL (TPSPIL) からなり、粗AFC修正では連続パイロット信号 (CPIL) に対応し現在の記号に関する情報は変換手段 (FFT) の出力信号から得られ、定義されたデータレイアウトによって粗AFC手段の中で相関される、請求項1記載の方法。

【請求項3】 相時間同期 (CTS) から使用可能な相関結果最大が獲得されなければ相関段階が繰り返される、請求項1又は2記載の方法。

【請求項4】 粗AFC修正 (CAFC) の中の複数の相関結果は夫々の場合に平均され、フィルタリングされ、又は多数決を受け、これらの結果はまた質的な評価において使用される請求項1乃至3のうちいずれか1項記載の方法。

【請求項5】 現在の周波数誤りは夫々の場合に粗AFC修正 (CAFC) の中で相関最大のグループに関連する複数の値から決定される、請求項1乃至4のうちいずれか1項記載の方法。

【請求項6】 質的な評価の結果は、デジタル信号の更なる復号化が開始されるべきかどうか、又は開始され

た信号探索処理が新しい受信機周波数設定で継続されるべきであるかどうかを決定するために使用され、請求項1乃至5のうちいずれか1項記載の方法。

【請求項7】 周波数誤りが定義された第1の閾値以下であれば粗AFC修正 (CAFC) から微AFC (FAFC) への切換が行われ、微AFC (FAFC) 用の制御変数は連続パイロット記号 (CPIL) の中から記号毎に決定される位相変化から得られる、請求項2乃至6のうちいずれか1項記載の方法。

【請求項8】 受信の間、即ちデジタル信号が既に復号化されているとき、音声のミュート及び/又は映像のフリーズといった手段は設定された規程がもたらされていなく状態の下流の受信機段において開始される、請求項2乃至7のうちいずれか1項記載の方法。

【請求項9】 微時間同期は質的な結果評価の後にフレーム及びサンプリングクロック同期手段 (FTS, TP SDEC) によって実行され、この微時間同期では、変換手段 (FFT) の出力信号から取り出されたTPSPIL (TPSPIL) の同期シーケンスはフレーム位置及びフレーム中の (同様に) 変換手段 (FFT) の出力信号から取り出された散乱パイロットセル (SCPI) の位置を決定するために使用され、公称値と散乱パイロットセルを使用して維持されるパルス応答の中央との間の誤りは対応するサンプリングクロック (CL) を調整するために使用される、請求項2乃至8のうちいずれか1項記載の方法。

【請求項10】 散乱パイロットセル (SCPI) はパルス応答を獲得するために微時間同期 (FTS, TP SDEC) の中で一時的に補間される、請求項9記載の方法。

【請求項11】 公称値からの誤りは1回以上決定され、これらの結果は微時間同期 (FTS, TP SDEC) の中で結合され、請求項9又は10記載の方法。

【請求項12】 サンプリング窓の配置及び/又は第2の閾値以下の周波数誤りを達成した後、粗AFC修正は特定の閾値で検査され、周波数誤りが1回以上の場合に第2の閾値よりも大きければ、粗AFC修正は再開される、請求項1乃至11のうちいずれか1項記載の方法。

【請求項13】 時間的スペクトルのフレームの中に配置され、保護間隔及び所望の記号長 $T_0$ を有するデータ記号及び基準情報 (CPIL, SCPI, TPSPIL) を含み、様々な種類のモード (MO, 2k, 8k) で伝送される多重搬送波デジタル信号 (INP) 用の受信機であって、デジタル信号 (INP) 用の乗算器手段 (M) 及び変換手段 (FFT) と、

受信の間の同調又は受信された信号の方式準拠性を検査するために、デジタル信号 (INP) は可能なモードに対応する様々な値の $T_0$ によって時間に関して偏移されたデジタル信号 (INP) と時間領域中で相関さ

れ、現在のモード (MO) は相間値の最大の位置及び大ききから決定され、現在の保護間隔は相間値の最大の間の間隔から決定され、これから生じ  $T_s$  に対応する長さを有するサンプリング窓は次に変換手段 (FFT) 及び続く信号評価のために設定される粗時間同期手段 (CTS) と、

粗 AFC 修正は、現在の記号に関する (基準情報項目の配置レイアウトに対応する) 情報項目 (CPIL) を使用して行われ、情報項目 (CPIL) は変換手段 (FFT) の出力信号から取り出され、粗 AFC 手段の中で定義されたデータレイアウトと相間され、この相間の性質は現在のモード (MO) に従って選択される、変換手段の上流に配置される乗算器手段 (M) のための粗 AFC 修正手段 (CAFC) と、

粗時間同期手段 (CTS) の結果及び粗 AFC 手段 (CAFC) の中で決定され、デジタル信号 (INP) の方式柔軟性及び受信の質を決定するための質的な評価のための評価手段とを設けられた受信機。

【請求項 14】 上記基準情報項目は連続パイロット信号 (CPIL)、散乱パイロットセル (SCPIL) 及び TPS パイロットセル (TPSPIL) からなり、粗 AFC 修正手段 (CAFC) のために現在の記号の連続パイロット信号 (CPIL) は変換手段 (FFT) の出力信号から取り出され、定義されたデータレイアウトによって粗 AFC 手段の中で相間される、請求項 13 記載の受信機。

【請求項 15】 フレーム及びサンプリングクロック同期手段 (FTS, TPSDEC) を有し、微時間同期は変換手段 (FFT) の出力信号から取り出された TPS パイロットセル (TPSPIL) の同期シーケンスの評価によってフレーム位置及びフレーム中の (同様に変換手段 (FFT) の出力信号から取り出された) 散乱パイロットセル (SCPIL) の位置を決定するために実行され、公称値と散乱パイロットセルを使用して獲得されるパルス応答の中央との間の誤りはサンプリングクロック (CL) を調整するために評価される、請求項 13 又は 14 記載の受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は多重搬送波デジタル信号を受信する方法及び受信機に関する。

【0002】

【従来技術】 OFDM、QPSK 及び QAM といった変調方式はデジタルテレビジョン及びブロードキャスト無線信号 (以下概してブロードキャスト無線信号と称する) の地上伝送用に使用される。そのようなブロードキャスト無線信号の例は DVB (デジタルビデオブロードキャスト)、HDTV-T (階層デジタルテレビジョン伝送) 及び DAB (デジタルオーディオブロードキャスト) を含む。DVB 方式の基本的な原理は E

TS 300 744 に記載されている。

【0003】 デジタルブロードキャスト無線信号中のデータは、 $T_F$  の時間持続期間を有し、ETS 300 744 の場合、68 の OFDM 記号からなる 2 次元の (時間及び周波数、以下「時間的スペクトル」と称される) フレームの中に配置される。4 つのフレームはスーパーフレームを形成する。上述のデジタル音声又は映像信号のために伝送方式において様々な伝送モードが使用される。ETS 300 744 の場合、持続時間  $T_S$  の記号は大きな場合 1705 の搬送波 (2K モード)、又は異なる周波数で矢々の場合に 6817 の搬送波 (8K モード) から形成される。

【0004】 2K モードは個人の伝送者及び伝送者間に限られた距離を有する小さな SFN 網 (単一周波数網) に特に適している。8K モードは個人の伝送者及び小さな及び大きな SFN 網に使用される。記号は持続時間の所望の部分  $T_F$  及び持続時間の保護間隔  $\Delta$  を有する時間持続時間  $T_S$  を有する。保護間隔は所望の部分の周期的な連続によって形成され、時間に関して所望の部分の前に配置される。全ての記号はデータ及び基準情報を含む。各記号は、1 つのセルが各搬送波に対応するようなセルのグループであると見なされる。

【0005】 実際の映像、音声又は他のデータの他に、フレームは散乱パイロットセル (散乱パイロット)、連続パイロット信号及び TPS 搬送波又はパイロット (伝送パラメータ信号) を含む。これらは例えば、1997 年 3 月の ETS 300 744 のセクション 4、4 乃至 4.6 に記載される。パイロット信号又は搬送波はその伝送された値が受信機によって知られる基準情報を含む。連続的なパイロット信号は、例えば 4 つの記号毎に散乱パイロットセルと一致する。散乱及び連続パイロット信号の値又は内容は例えば伝送された搬送波の矢々の疑似乱数 2 進シーケンス  $W_k$  から得られる。シーケンス  $W_k$  はまた TPS 搬送波情報の開始位置を定める。パイロットセル又は搬送波はフレーム同期、周波数同期、時間同期チャネル推定、伝送モード同定のために受信機端において使用される。受信機製造者はこれらのオプションが受信機端において使用されるか否か、又はいかにして使用されるかを自由に選択しうる。欧州特許出願第 0 786 889 号は DAB と共に使用される対応する方式を記載する。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】 そのような方式において重要な問題は、受信機がスイッチオン、又は他のチャネルに同調された場合に方式に準拠する信号を見出すことである。このために、受信機は異なるサービスを区別すること、例えばアナログ信号からデジタル信号を区別すること、又はデジタル DAB 信号からデジタル DVB 信号を区別することが可能である必要がある。デジタル信号及びアナログ信号の両方 (例えば PAL テレビ

ジョン信号)はある周波数帯域の中で生ずることがあり、その場合、中央周波数は特定されたチャンネルの中間周波数とは異なりうる。

#### 【0007】

【課題を解決するための手段】本発明は多重搬送波ディジタル信号を受信するときに同調する、又はそのような受信されたディジタル信号の方式準備を検査するための改善された方法を特定することを目的とする。この目的は請求項1に記載される方法によって達成される。

【0008】本発明は、本発明による方法を使用する受信機を特定することを更なる目的とする。この目的は請求項13記載の受信機によって達成される。受信機端では、受信された信号を探索し且つ同定するために、また連続的にそれらを監視するために、モード検出に連結される粗時間同期及び、可能であれば更に、粗AFC（自動周波数修正）が最初に実行される。

【0009】粗時間同期では、時間信号は所望の記号長 $T_u$ だけ偏移される時間信号と相関される。この相関はデータフレーム当たり1回以上、例えば5回実行される。この相関では、夫々のモードに依存して異なる長さ $T_u$ の信号サンプルが使用され、これから得られる相関結果最大は次に現在のモード（例えば2K又は8Kモード）を推断するために使用される。使用可能な相関結果最大が得られなければ、相関段階は繰り返される。

【0010】基づいて使用される保護間隔が決定され、モードを考慮して、最大及び又はそれらの振幅の間の間隔に、次にサンプリング窓が配置される。これは記号シーケンス( $T_u + \Delta$ )に同期され、持続時間 $T_u$ の時間窓を出力するカウンタのワンストップ設定によって行われる。以下の文脈では、この時間窓はまたサンプリング窓又はFFT窓と称される。本例で使用される基本発振器、従って窓の位置もまた以下の段階において微時間同期を通じて修正される。

【0011】一度モードが正しく同定され、サンプリング窓が略正確に配置されると、FFTはモードに対応する長さで実行される。FFTの代わりに、本発明は完全に一般的な形式で、周波数領域における時間領域の周波数スペクトルの表現を可能にするフーリエ変換又は他の変換の使用を許す。一度この方法で信号が変換されると、パイロットセルは意図された配置レイアウトに従ってそこから取り出され、仕様に従って与えられた値と相関される。仕様によれば例えば、2Kモードの場合は45のスペクトル位置、8Kモードの場合は177のスペクトル位置は連続的なパイロット信号によって占められる。例えば、( $\pm 16$ の搬送波間隔に亘る) $\pm 16$ のそのような組は2Kモードにおける相関に使用され、( $\pm 64$ の搬送波間隔に亘る) $\pm 64$ のそのような組は8Kモードにおける相関に使用される。実行される相関段階は相関最大を与え、できれば直上近傍により低い振幅の多数の2次最大を与える。ベースバンド信号の周波数オ

フセットは、最大の位置から決定される。この結果は例えばFFTセクションの上流に配置される乗算器Mによって周波数の粗修正に使用され、それにより更なる段階に対する周波数誤りは $\pm 1/2$ の搬送波間隔よりも小さくなる。しかしながら、最大の位置は充分な信頼性で $\pm 1/2$ の搬送波間隔よりもよい精度で前もって知られていることが前提条件である。最大の位置 $l_{real,s}$ をより正確に推定するために以下の計算、即ち、

$$l_{real,s} = l_{max,s} + W_{lmax,s,1} / (W_{lmax,s} + W_{lmax,s,1})$$

$*sgn(l_{max,s,1} - l_{max,s})$ が実行される。ただし「sgn」は位置の差の数学的符号とする。最も大きな最大は値 $W_{lmax,s}$ を有し位置 $l_{max,s}$ に配置され、次のより小さな最大（同じ極性）は $W_{lmax,s,1}$ と指定され位置 $l_{max,s} + 1$ 又は $l_{max,s} - 1$ に配置され $l_{max,s,1}$ と指定される。

【0012】これらの計算は1値のシーケンス中の2つの値、即ち最大及び次のより小さな最大を使用することによって簡化される。可能な位置は次に $l_{1,s}$ （最初の位置）及び $l_{2,s}$ と指定され、その場合最大は $l_{1,s}$ 又は $l_{2,s}$ のいずれかにおいて生ずる。すると数学的符号関数は消え、

$$l_{real,s} = l_{1,s} + W_{l2,s} / (W_{l1,s} + W_{l2,s})$$

【0013】複数の、望ましくは3つの（時間に関して連続して得られる）そのような結果はAFCを改善させるために結合されるか、フィルタリングされるか、又は共に処理される。計算の複雑性を正当なオーダの範囲に維持するために、次の周波数評価はより大きな間隔、例えば同期監視のために1つのフレーム当たり合計で3乃至6の評価が実行される。

【0014】このようにして決定された誤りの中間値又はより正確な値は上述の周波数修正において既に考慮されている。 $\pm 1/2$ 搬送波間隔 ( $-F_s/2 < \Delta f < F_s/2$ ) よりも良い精度の粗周波数設定は、いわゆる微制御方式によるAFC機能の以下の認可のための前提条件である。一度粗設定が実行されるとと達成される精度は周波数をもう一度検査することによって決定される。この場合、結果は $-F_s/3 < \Delta f < F_s/3$ であるべきである。これが達成されない、又は続く微修正が更なる信号処理（復号化）が不可能な状態へ導く場合、上述の処理は（より低い相関結果、又は可能であれば等しい大きさの相関結果のある側の方向へ）1つの搬送波間隔だけずれた位置を使用して繰り返されねばならない。

【0015】特定の評価は粗時間同期及び/又は粗AFCの後に実行される。時間相関からの両方の値及び周波数に亘る相関からの両方の値は（夫々の場合）、最大（又は時間相関の中央値）の決定された値及び最大又は中央領域と関連しない他の相関部分結果の平均値から比率を形成するために使用される。最大は持続時間 $T_u$ の

中央にある必要はないが、領域時間相関の結果は、例えば持続時間 $T_u$ の領域を抽出するために使用される。 $\pm 1/2$ の保護間隔持続時間の持続時間を有する領域は平均値を計算するために分離されなければならない。中央領域の中央は例えば $-6\text{ dB}$ の点を決定し、中間位置を計算することによって計算される。これは有利に雑音の影響及び多重効果を減少させる。

【0016】(2Kモードの場合)  $\pm 16$ の個々のステップ又は(8Kモードの場合)  $\pm 64$ の個々のステップは、例えば周波数に亘って決定された相関部分結果を評価するために使用される。再び、主最大は中央から遠ざかって配置され、2次最大はより離れた距離において

$$C_{av} = \sqrt{\left( \frac{1}{l_1} |W_1|^2 + \frac{1}{l_2} \sum_{l=2}^{\max} |W_l|^2 \right) / (l_1 + l_{\max} - l_2 + 2)}.$$

【0019】によって表わされ、領域 $l_1 + 1$ 乃至 $l_2 - 1$ は除去される部分に関連する。複素部分結果( $W_1$ )の場合、大きさを形成する代わりに実部及び虚部の平方の合計もまた形成される。実際的な理由のため、更なる簡化が可能であり、例えば公式を対応して変化された最小値によって書き換えることにより、割り算及び平方根の計算の代わりに掛け算、即ち最大値を平方し、公式で使用される約数の用掛計算が実行される。良い信号条件であり、ステートメントの質に対する要件があまり厳しくない場合、単純な平均値のみを計算することで充分である。更に相関部分結果を個々に最大値から(又は最大値及び隣接する次のより小さな値の合計から)得られた限界値と比較し、これを全体としての相関結果に関するステートメントを得るために使用することが可能である。これは既に、周波数に亘る相関の場合といった場合のように、最大及び他の部分的な結果の間の適当な間隔を確保することが可能であるときに可能である。

【0020】次に時間相関から得られた(第1の)比率が以前に特定された第1の最小値を超えるか否か、及び周波数に亘って実行された相関から得られた(第2の)比率が以前に特定された第2の最小値を超えるか否かを決定するために検査が実行される。少なくとも第1の比率が第1の最小値を超える、又は随意に両方の比率がそれらに対して特定された最小値を超える場合、受信された信号は方式に準拠すると見なされる。少なくとも1つの条件が満たされなければ、信号は方式に準拠しないと見なされる。

【0021】結果に依存して、受信された信号は、探索の間即ち特定の信号を受信しようとしている間、又は受信が行われている間、「方式準拠」及び/又は「存在しない」と指定される。実行された検査は結果の高い水準の信頼性をもたらし、誤った結果が得られる可能性は非常に低い。これは次の段階が選択的に実行されることを

存在しうる。2次ラインは同様に主最大の回りの領域 $F_S$ の回りに存在しうるが、これらは主最大の一部として見なされ、 $-F_S/2 < \Delta f < F_S/2$ のオーダーでグリッド $F_S$ からの信号位置中の誤りの結果として生ずるべきである。評価のために、従って主最大の最大値及び隣接する次のより小さな値が結合されることが推奨される。

【0017】平均値 $C_{av}$ は例えば主最大又は中央領域に関連しない全ての相関部分結果の平均2乗として計算され、即ち、

【0018】

【数1】

意味する。結果が負である(即ち方式準拠しない)場合、例えばもう一度確認を検査するために信号を復号化を開始する必要はもはやない。これは信号探索処理において大きく時間が節約され、従って受信機の利用者の不必要な待ち時間を防止することを可能にする。

【0022】従って、現在の指定状態に依存して、探索処理の間又は受信されたサンプルの場合、信号の更なる復号化が開始されるか、探索処理が継続されるか、又は受信されたサンプルに対して「存在しない」情報が出力される。上述の結果に基づいて同調処理を継続することが意図される場合、微AFCはここで実行される。このため、例えば、連続パイロット信号中の2つの続く信号が連続して個々に決定される夫々の場合の間に位相は変化し、結果は平均され、このようにして決定された最終的な結果は周波数誤りを計算するために使用され、この周波数誤りはFDTの前に信号の周波数修正を実行するために使用される。最終的な結果即ち記号毎に連続的に決定された周波数誤りは有利にまた多数の記号に亘って結合されフィルタリングされる。

【0023】次にフレーム同期、微時間同期及びサンプリングクロック調整が実行される。これは例えば、「散乱パイロット」及びサンプリングクロック基準発生器の対応する修正の時間評価(パルス応答)によって行われ、時間に関して互いに連続する複数の値は(再び)便宜的に結合され、フィルタリングされる。通常の受信中でさえ、(上述のように)ある間隔で短時間の検査及び周波数同期が便宜的に実行される。これは信号失敗、受信条件の悪化又は受信機中における同期の損失の迅速な検出を可能にする。このための条件は、 $\Delta t$ 及び $\Delta f$ が限界値を超える、又は計算された比率が最小値より小さいことである。この場合の表現 $\Delta t$ は、パルス応答の中央と迅速位置との間の誤りを意味する。任意の必要な対策は迅速に開始される。デコーダの処理から(例えば誤り率の急な上昇から)そのような状態の同定を得ようとする場合、ある環境下ではこれは非常に多くの時間の

損失をもたらす。

【0024】指定状態が「方式準拠しない」に変化する  
ときの信号又は受信の同期監視又は連続監視の場合、ある  
条件、例えば多数の記号の失敗の場合、最後の許容可  
能な画像の「フリーズ」又は音声チャンネルのミュート  
といった適当な手段が開始されよう、受信機の他の  
部分に対して監視又は警告信号が放出される。ビデオ  
コーデックの中の連続的に設定された誤りフラグといっ  
た更なる状態メッセージはまた連続動作中の信号状態の  
同定及び/又は指定のために有利に評価される。

【0025】本発明の1つの利点は、信号同定の信頼性  
がかなり改善され、同定は受信端における信号復号化の  
中の可能な限り早い点、従ってまた可能な限り最も早い  
時間において実行され、それにより再生において中断を  
開始させる必要が無いことである。一方、絶対的に本質  
的な中断は迅速に行われる。これは、音声中の大きな又  
は突然の干渉雑音と共に、フレーム中の多数の画素ブロ  
ック、又は全ての画素ブロックの失敗又は誤った復号化  
といった許容できない乱れが非常に大きく防止されるこ  
とを可能にする。

【0026】原理的に、本発明による方法は、時間的ス  
ペクトルのフレームの中に配置された多重搬送波ディジ  
タル信号を受信するために、保護間隔及び所望の記号長  
 $T_U$ を有するデータ記号及び基準情報を含み、様々な種  
類のモードで伝送されえ、受信に同調する又は受信され  
た信号の方式準拠性を検査する以下の段階、即ち、ディ  
ジタル信号は可能なモードに対応する様々な値の $T_U$ によ  
って時間に関して偏移されたデジタル信号と時間領域中  
で相関され、現在のモードは相関値の最大の位置及び大  
きさから決定され、現在の保護間隔は相関値の最大の  
間の間隔から決定され、これから生じ $T_U$ に対応する  
長さを持つサンプリング窓は次に変換手段及び続く信号  
評価のために設定される粗時間同期と、現在の記号に  
関する(基準情報項目の配置レイアウトに対応する)情報  
項目は変換手段の出力信号から得られ、粗AFC手段  
の中で定義されたデータレイアウトと相関され、この相  
関の性質は現在のモードに従って選択される、変換手段  
の上流に配置される乗算器手段を使用し、また変換手段  
の下流に配置される粗AFC手段を使用する粗AFC修正  
と、デジタル信号の方式準拠性及び受信の質を決定  
するための、粗時間同期の結果及び粗AFC相関に関連  
する相関結果の質的な評価とを有する。

【0027】本発明による方法の有利な発展は関連する  
従属項に基づく。原理的に、本発明による時間的ス  
ペクトルのフレームの中に配置され、保護間隔及び所望の  
記号長 $T_U$ を有するデータ記号及び基準情報を含み、様  
々な種類のモードで伝送される多重搬送波ディジタル信  
号用の受信機は、ディジタル信号用の乗算器手段及び変  
換手段と、受信の間の同調又は受信された信号の方式準  
拠性を検査するために、ディジタル信号は可能なモード

に対応する様々な値の $T_U$ によって時間に関して偏移さ  
れたデジタル信号と時間領域中で相関され、現在のモ  
ードは相関値の最大の位置及び大きさから決定され、現  
在の保護間隔は相関値の最大の間の間隔から決定され、  
これから生じ $T_U$ に対応する長さを持つサンプリング  
窓は次に変換手段及び続く信号評価のために設定される  
粗時間同期手段と、粗AFC修正と、現在の記号に關する  
(基準情報項目の配置レイアウトに対応する)情報項  
目を使用して行われ、情報項目は変換手段の出力信号か  
ら取り出され、粗AFC手段の中で定義されたデータレ  
イアウトと相関され、この相関の性質は現在のモードに  
従って選択される。変換手段の上流に配置される乗算器  
手段のための粗AFC修正手段と、粗時間同期手段の結果  
及び粗AFC手段の中で決定され、ディジタル信号の  
方式準拠性及び受信の質を決定するための質的な評価の  
ための評価手段とを設けられている。

【0028】本発明による受信機の有利な発展は関連す  
る従属項に基づく。

【0029】

【発明の実施の形態】本発明の典型的な実施例を図面  
を参照して説明する。図1による受信機では、粗時間同期  
手段CTSの中でディジタル入力信号INPに対して最初  
に粗同期が実行される。本例では、時間信号は、例え  
ば1データフレーム当たり2乃至5回、1つの所望の記  
号の持続時間 $T_U$ だけ偏移された時間信号と相関され  
る。この相関に亘り、夫々のモードに依存して異なる長  
さ $T_U$ のサンプルが使用され、これから得られるフィル  
タリング又は平均された相関結果最大は次に、例えば最  
大と記憶された閾値とを比較することによって、現在の  
モードMO(例えば2K又は8Kモード)を推断するた  
めにモード検出器手段MDE Tの中で使用される。MDE  
Tは対応するモード情報MOを放出する。

【0030】使用可能な相関結果最大が獲得されなけ  
ば、CTSにおける相関段階は繰り返される。相関最  
大の間の間隔は、モードを考慮して使用される保護間隔  
を決定し、続いて例えば微時間同期手段FTSに供給さ  
れる開始信号STによって持続時間 $T_U$ の時間窓を放出  
するCTSの中で例えば記号シーケンス $(T_U \cdot \Delta M)$ と  
同期されるカウンタのワンス・オフ設定のためにサン  
プリング窓を配置するために、CTSによって使用され  
る。サンプリング窓FTWINの位置及びサンプリング  
クロックの位置はこのために使用される基本発振器V  
CXOによってFTSの中で修正される。

【0031】I要素及びQ要素からなる入力信号INP  
は乗算器Mの中で発振器NCOから生ずる周波数相関信  
号FCORR倍に乗算される。FTWINによって選  
択される乗算器Mからの出力信号は高速フーリエ変換手  
段FFTの中で周波数領域へ変換され、最後にI要素及  
びQ要素からなる出力信号OUを形成する。モードが正  
確に同定され、サンプリング窓が略正に配置されてい

れば、粗AFC手段CAFCによって粗AFCが実行される。このためデータフレーム中の現在の記号の意図された連続パイロット信号CPI LはFFTからの出力信号から取り出され、定義されたレイアウトで(2Kモードでは45の位置、8Kモードでは177の位置)、正確には2Kモードでは±16の偏移に亘って、8Kモードでは±64の偏移に亘ってCAFCの中で相関される。相関の種類はMOに依存して選択される。

【0032】粗AFCを改善させるため、複数のそのような結果は例えば平均すること、多数決形成又は低域通過フィルタリングによって例えば3乃至10の特定数の記号に亘って結合されるか又は処理される。相関処理の最大又は複数のそのような最大か対応する方法で得られた大きさは粗周波数誤り $\Delta f = p' \cdot F_s$ となり、発振器NCOのための制御信号として使用される。次の評価はある間隔の後に、例えば1フレーム当たり3乃至6回、実行される。 $\Delta f$ が所定の値 $D_{max}$ よりも小さければ(例えば $D_{max} = F_s / 3$ )、対応するNCO同調は最初はそのままにされ、現在の記号の意図される連続パイロット信号CPI Lが同様に供給される微AFC手段FAFCの中で微AFCへの切り換えが行われる。CAFC及びFAFCからの出力信号は結合器Aの中で結合され、共通制御信号としてNCOへ供給される。

【0033】CTS及びCAFCからの相関結果は評価回路QREVの中で質的に評価される。QREVは同様のこのためのモード情報MOを受信する。QREVからの出力信号RNCは次に受信機の対応する部分を制御する。サンプリング窓の配置の後、及び/又は $\Delta f < D_{max}$ を達成した後、同期監視のために上述の条件は特定の時間間隔において検査される。例えば結果が否定的であれば2乃至10回、CTSの中の粗時間同期を使用し再開される。

【0034】以前の同調結果に依存して、受信された信号は受信機の中で「方式準拠」及び/又は「存在する」又は「方式準拠しない」及び/又は「存在しない」として指定される。現在の指定状態に依存して、探索処理に亘って又は受信されたサンプルの場合、信号の更なる復号化が開始されるか、探索処理が継続されるか、又は受信されたサンプルに対して「存在しない」情報が出力される。

【0035】同調処理を継続することが意図される場合、微AFCはここで実行される。このため、連続パイロット信号CPI L中の位相変化は記号毎に決定され、全てのパイロット信号CPI L(2Kモードでは45、8Kモードでは177)に亘って平均される。これらの平均値は低域通過フィルタリングさえ、 $\Delta f$ に比例するため、例えば結合器Aの中で結合によって減少された勾配であるが同様に発振器NCOへ供給される。

【0036】次にフレーム同期及び微時間同期又はサン

プリングクロック調整が夫々実行される。これはFFTの出力信号から取り出され、TSPデコーダTSPSDECの中で復号化されるTSPパイロットセルTSPILを評価することによって行われる。TSPデコーダTSPSDECからの出力信号は同様に微時間同期手段FFTへ供給され、サンプリング窓FFFTWINの位置の修正と同じく、サンプリングクロックCLを得るために基本発振器VCXOの対応する修正をもたらす。フレーム開始(FTS出力信号FTSO)及び「散乱パイロット」の位置はTSPパイロットセルの同期シーケンスを使用して相関によって決定される。サンプリングクロックCLは図1に示される回路部分の全てに対して供給される「散乱パイロット」は3つ目ごとの搬送波が「散乱パイロット」であると思なされるよう、FTSの中で時間に関して補間される。パルス応答は、特定され

「散乱パイロット」の公称値及び逆FFTによる割り算によって、時間に亘って補間された「散乱パイロット」に基づいて決定される。次にパルス応答の中央と最適受信に必要とされる公称位置との間の不一致が決定される。この処理は有利には1フレーム当たり3乃至10繰り返される。結果は有利にブロック毎にフィルタリングされ、次に更なる処理を受ける。FTSの中のサンプリングクロック基準発振器VCXOは次にこのようにして決定された不一致の大きさ及び方向から修正される。この修正はまた発振器NCO及び乗算器Mによって実行される。NCOはデジタルPLLを含みうる。

【0037】本発明はDV受信機、又はDAB受信機といった比較できるデジタル信号用の受信機の中で使用される。示される数値は次に適宜に変化され、個々の同期又は検査段階は現時においてフレーム中で伝送されている基準又は同期データに整合される。DAB受信機の場合、ここに示される(連続パイロット信号に基づく)粗AFC相関方法の代わりに(CAZAC記号に基づく)欧州特許出願第0768899号に記載される方法が使用される。達成される相関結果の質的な評価は本質的に全く同じである。本発明による評価は組み合わせられた受信機(DAB及びDVB-T、又はデジタル及びアナログ)において特に有利である。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明による受信機を示すブロック図である。

【符号の説明】

A	結合器
CAFC	粗AFC手段
CTS	粗時間同期手段
FAFC	微AFC手段
FFT	高速フーリエ変換手段
FTS	微時間同期手段
M	乗算器
MDET	モード検出手段
NCO	発振器





**JP11163823A ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEX SIGNAL TRANSMISSION METHOD,  
TRANSMITTER AND RECEIVER**

## **Bibliography**

### **DWPI Title**

Orthogonal frequency division multiplex signal transmission method involves performing error correction with data that is input and synthesizing ID and reference signals to generate real and imaginary signals

### **Original Title**

**ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEX SIGNAL TRANSMISSION METHOD, TRANSMITTER  
AND RECEIVER**

### **Assignee/Applicant**

Standardized: VICTOR COMPANY OF JAPAN

Original: VICTOR CO OF JAPAN LTD

### **Inventor**

HAYASHIYAMA TAKUMI

### **Publication Date (Kind Code)**

1999-06-18 (A)

### **Application Number / Date**

JP1997325047A / 1997-11-26

### **Priority Number / Date / Country**

JP1997325047A / 1997-11-26 / JP

## **Abstract**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide an orthogonal frequency division multiplex signal transmission method by which much more information signals are sent accordingly even when a reception state is change and to provide a transmitter and a receiver.

**SOLUTION:** An input circuit 31 selects any of a plurality of error correction coding circuits and a plurality of trellis coding circuits for input data to apply double error correction, conducts modulation mapping, synthesizes frames of ID and reference signals denoting a selected rate and provides outputs of R and I signals. An output circuit 35 uses the ID signal decoded from the frame based on the received demodulated R and I signals, conducts demodulation due-mapping, Viterbi decoding and error correction to provide an output of decoded data and also discriminates the reception status based on the S/N of the decoded reference signal and generates a control signal that designates a rate of the transmitter side by which much more data amounts are set depending on the reception status and transmits the control signal.

特開平11-163823

(43) 公開日 平成11年(1999) 6月18日

(51) Int.Cl.<sup>5</sup>

H 0 4 J 11/00

識別記号

F I

H 0 4 J 11/00

Z

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 9 頁)

(21) 出願番号 特願平9-325047

(22) 出願日 平成9年(1997)11月26日

(71) 出願人 000004329

日本ビクター株式会社

神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番地

(72) 発明者 林山 工

神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番地 日本ビクター株式会社内

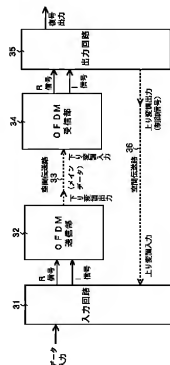
(74) 代理人 弁理士 松浦 兼行

(54) 【発明の名称】 直交周波数分割多重信号伝送方法、送信装置及び受信装置

(57) 【要約】

【課題】 階層化OFDM伝送方式では、下位階層に所要C/Nは小さいが周波数利用効率が低い信号を配置しているため、全体の周波数利用効率は受信状況が良いときでも下位階層分は犠牲になっている。

【解決手段】 入力回路31は、入力データに対して複数の誤り訂正符号化回路と複数のトレリス符号化回路を選択して2重の誤り訂正を行い、更に変調マッピングを行い、選択したレートを示すID信号と基準信号とをフレーム合成して出力R信号とI信号とを出力する。出力回路35は、入力復調R信号とI信号からフレームデコードされたID信号を用いて、復調デマッピング、ビット復号、誤り訂正を行って復号データを出力すると共に、デコードされた基準信号のS/Nから受信状況を判定し、その受信状況に応じて最もデータ量を多く設定できる送信側のレートを指定する制御信号を生成して送信する。



#### 【特許請求の範囲】

【請求項1】 送信側では、互いに周波数の異なる複数の搬送波のそれぞれを、各搬送波に割り当てられた伝送すべき情報信号をそれぞれ得た同相信号と直交信号で別々に変調し、かつ、周波数分割多重した直交周波数分割多重信号を生成してシンボル単位で送信し、受信側では前記直交周波数分割多重信号を受信してそれぞれの変調された搬送波をそれぞれの同相信号と直交信号に復調した後、情報信号を復号する直交周波数分割多重信号伝送方法において、

送信側では、それぞれ複数の誤り訂正符号化レート、トレリス符号化レート及び変調マッピング方式の中から、レート指定信号に基づき一の誤り訂正符号化レート、トレリス符号化レート及び変調マッピング方式をそれぞれ選択して得られた伝送すべきデジタルデータと、選択した符号化レート、トレリス符号化レート及び変調マッピング方式を示すID信号と、基準信号とをそれぞれフレーム合成して実数部信号と虚数部信号とを生成した後、これらの実数部信号と虚数部信号に基づいて前記直交周波数分割多重信号を生成して空間伝送路へ送信し、受信側では、前記空間伝送路を経て入力された前記直交周波数分割多重信号を直交復調F F T演算した後、それぞれ複数の復調デマッピング方式、ビタビ復号の復号レート及び誤り訂正方式の復号レートの中から、フレームデコードした前記ID信号を用いて選択した一の復調デマッピング方式、ビタビ復号の復号レート及び誤り訂正方式の復号レートにより、フレームデコードした前記デジタルデータを復号すると共に、フレームデコードした前記基準信号に基づいて受信状況を判定してその判定結果から最もデータ量が多くなる送信側の前記符号化レート、トレリス符号化レート及び変調マッピング方式を送信側に指定する前記レート指定信号を生成した後、変調してより変調信号として前記空間伝送路へ送信することを特徴とする直交周波数分割多重信号伝送方法。

【請求項2】 互いに周波数の異なる複数の搬送波のそれぞれを、各搬送波に割り当てられた伝送すべき情報信号からそれぞれ得た同相信号と直交信号で別々に変調し、かつ、周波数分割多重した直交周波数分割多重信号を生成してシンボル単位で送信する送信装置において、前記伝送すべき情報信号とレート指定信号とが入力され、それぞれ複数の誤り訂正符号化レート、トレリス符号化レート及び変調マッピング方式の中から、前記レート指定信号に基づき一の誤り訂正符号化レート、トレリス符号化レート及び変調マッピング方式をそれぞれ選択して、前記伝送すべき情報信号から伝送すべきデジタルデータを生成すると共に、選択した符号化レート、トレリス符号化レート及び変調マッピング方式を示すID信号と、基準信号とを前記デジタルデータにそれぞれフレーム合成して実数部信号と虚数部信号とを生成する入力回路と、

前記実数部信号と虚数部信号とを受け、前記同相信号と直交信号で別々に複数の搬送波のそれぞれを変調し、かつ、周波数分割多重した前記直交周波数分割多重信号を生成して空間伝送路へ送信する送信部とを有することを特徴とする送信装置。

【請求項3】 前記入力回路は、受信側から送信された信号を復調して前記レート指定信号を出力する復調回路と、複数の誤り訂正符号化レートのうち前記復調回路から出力されたレート指定信号に基づき選択した一の誤り訂正符号化レートで、前記伝送すべき情報信号の誤り訂正符号化を行う誤り訂正符号化回路と、複数のトレリス符号化レートのうち前記復調回路から出力されたレート指定信号に基づき選択した一のトレリス符号化レートで、前記誤り訂正符号化回路の出力信号に対してトレリス符号化を行うトレリス符号化回路と、複数の変調マッピング方式のうち前記復調回路から出力されたレート指定信号に基づき選択した一の変調マッピング方式で、前記トレリス符号化回路の出力信号に対して変調マッピングを行って前記伝送すべきデジタルデータを出力する変調マッピング回路と、前記基準信号を発生する基準信号発生回路と、前記誤り訂正符号化回路、トレリス符号化回路及び変調マッピング回路から取り出された、選択した一の誤り訂正符号化レート、トレリス符号化レート及び変調マッピング方式を示すID信号と、前記基準信号と、前記伝送すべきデジタルデータとをそれぞれフレーム合成して前記実数部信号と虚数部信号とを出力するフレーム合成回路とよりなることを特徴とする請求項2記載の送信装置。

【請求項4】 誤り訂正符号化レート、トレリス符号化レート及び変調マッピング方式をそれぞれ選択して得られた伝送すべきデジタルデータと、選択した符号化レート、トレリス符号化レート及び変調マッピング方式を示すID信号と、基準信号とをそれぞれフレーム合成して実数部信号と虚数部信号とを生成した後、これらの実数部信号と虚数部信号に基づいて生成された直交周波数分割多重信号を受信し、直交復調後F F T演算して前記実数部信号と虚数部信号を復調する受信部と、前記受信部から取り出された前記実数部信号と虚数部信号をフレームデコードし、フレームデコードした前記ID信号を用いて選択した一の復調デマッピング方式、ビタビ復号の復号レート及び誤り訂正方式の復号レートにより、フレームデコードした前記デジタルデータを復号すると共に、フレームデコードした前記基準信号に基づいて受信状況を判定してその判定結果から最もデータ量が多くなる送信側の前記符号化レート、トレリス符号化レート及び変調マッピング方式を送信側に指定するレート指定信号を生成した後、変調してより変調信号として空間伝送路へ送信する出力回路とを有することを特徴

とする受信装置。

【請求項5】 前記出力回路は、前記受信部から取り出された前記実数部信号と虚数部信号をフレームデコードするフレームデコーダと、前記フレームデコーダからのフレームデコードした前記デジタルデータを、前記フレームデコーダからの前記ID信号により複数の復調デマッピング方式の中から選択された一の復調デマッピング方式により復調する復調デマッピング回路と、前記復調デマッピング回路の出力信号を、前記フレームデコーダからの前記ID信号により複数のビタビ復号の復号レートの中から選択された一の復号レートによりビタビ復号するビタビ復号回路と、前記ビタビ復号回路の出力信号を、前記フレームデコーダからの前記ID信号により複数の誤り訂正方式の復号レートの中から選択された一の復号レートにより誤り訂正して復号データを出力する誤り訂正回路と、前記フレームデコーダからのフレームデコードした前記基準信号のS/Nから受信状況を判定してその判定結果から最もデータ量が多くなる送信側の前記符号化レート、トレリス符号化レート及び変調デマッピング方式を送信側に指定する前記レート指定信号を生成する受信状況判定回路と、前記受信状況判定回路から出力されたレート指定信号を変調して送信側へ前記上り変調信号として送信する変調回路とよりなることを特徴とする請求項4記載の受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は直交周波数分割多重信号伝送方法、送信装置及び受信装置に係り、特に符号化されたデジタル映像信号などの情報信号を限られた周波数帯域の直交周波数分割多重信号（OFDM：Orthogonal Frequency Division Multiplex）として伝送する伝送方法、そのOFDM信号を送信する送信装置及びOFDM信号を受信する受信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 図5は従来の直交周波数分割多重信号送信装置の一例のブロック図を示す。この送信装置は時間間9-153882号公報に開示された送信装置で、同図において、入力端子1の入力デジタルデータは、入力回路2に供給されて必要に応じて誤り訂正符号の付与がクロック分周器3よりのクロックに基づいて行われる。クロック分周器3は中間周波数発振器5よりの中間周波数を分周して、この中間周波数に同期したクロックを発生する。

【0003】 誤り訂正符号が付加されたデジタルデータは、入力回路2からIFFT演算部4に供給される。このIFFT演算部4は、入力回路2よりのデジタルデータを逆高速フーリエ変換（IFFT）演算して相

信号（I信号）及び直交信号（Q信号）を生成する。図1のクロック分周器3からのクロックに基づいて、IFFT演算部4より連続的に読み出されたIFFT演算結果であるI信号とQ信号は、デジタル直交変調器6に供給され、ここで中間周波数発振器5よりの中間周波数を第1の搬送波とし、かつ、この中間周波数の位相を90°シフトした中間周波数を第2の搬送波として、直交振幅変調（QAM）して例えば257波（正負128組の搬送波と中心搬送波一つ）の情報搬送波からなるOFDM信号を生成する。

【0004】 デジタル直交変調器6より取り出されたOFDM信号は、D/A変換器7に供給され、ここでクロック分周器3からのクロックをサンプリングクロックとしてアナログ信号に変換された後、周波数変換器8により所定の送信周波数帯のRF信号に周波数変換された後、送信部9で電力増幅等の送信処理を受けて図示しないアンテナより放射される。

【0005】 図6は従来の直交周波数分割多重信号受信装置の一例のブロック図を示す。この受信装置は時間間9-153882号公報に開示された受信装置で、同図において、空間伝送路を介して入力されたOFDM信号は、受信部11により受信アンテナを介して受信された後高周波増幅され、更に周波数変換器12により中間周波数に周波数変換され、中間周波数増幅器13により増幅された後、キャリア抽出及び直交復調器14に供給される。

【0006】 キャリア抽出及び直交復調器14のキャリア抽出回路部分は、入力OFDM信号の中心搬送波（キャリア）を位相誤差少なくできるだけ正確に抽出する回路である。キャリア抽出及び直交復調器14により抽出された中心搬送波F0は、中間周波数発振器15に供給され、ここで中心搬送波F0に位相同期した中間周波数を発生させる。中間周波数発振器15の出力中間周波数は直交復調器14に直接に供給される一方、90°シフト16により位相が90°シフトされてからキャリア抽出及び直交復調器14に供給される。

【0007】 これにより、キャリア抽出及び直交復調器14の直交復調器部からは送信装置のD/A変換器7から出力されたアナログ信号と同等のアナログ信号（周波数分割多重信号）が復調されて取り出され、同期信号発生回路17に供給される一方、低域フィルタ（LPF）18によりOFDM信号情報として伝送された必要な周波数帯域の信号が通過されてA/D変換器19に供給されてデジタル信号に変換される。

【0008】 同期信号発生回路17は、復調アナログ信号が入力され、ガードインターバル期間を含むシンボル期間で連続信号として伝送されるパイロット信号に位相同期するPLL回路によりサンプル同期信号を発生するサンプル同期信号発生回路部と、サンプル同期信号発生回路部の一部より取り出した信号によりパイロット信

号の位相状態を調べ、シンボル期間を検出してシンボル同期信号を発生するシンボル同期信号発生回路部と、これらサンプル同期信号及びシンボル同期信号よりガードインターバル期間除去のための区間信号などのシステムクロックを発生するシステムクロック発生回路部とよりなる。

【0010】A/D変換器19より取り出されたデジタル信号は、FFT演算部20に供給される。FFT演算部20は、同期信号発生回路27よりのシステムクロックにより複素フーリエ演算を行い、入力信号の各周波数毎の実数部信号(R信号)と虚数部信号(I信号)を算出する。これにより得られた各周波数毎の各R信号及びI信号のレベルに基づき、デジタル情報が復号される。この復号デジタル情報信号は、出力回路21により並列変換などの出力処理が行われて出力端子22へ出力される。

【0011】また、従来の直交周波数分割多重信号伝送方法として、階層化OFDM伝送方式が知られている(特開平8-265295号公報)。この階層化OFDM伝送方式では、受信状況が変化しても伝送不可にならないように、下位階層に多値数の小さい変調信号を、上位階層に多値数の大きい変調信号を配置し、階層合成した後OFDM変調する方式で、受信状況が劣化して搬送波電力対雑音電力比(C/N)が低下し、上位階層が復調不能になっても下位階層のみで伝送が行えるものである。

【0012】【発明が解決しようとする課題】しかるに、上記の従来の階層化OFDM伝送方式では、上位階層に多値数の大きい変調信号、すなわち所要C/Nは大きい周波数利用効率が低い信号を配置し、下位階層に多値数の小さい変調信号、すなわち所要C/Nは小さい周波数利用効率が低い信号を配置しているため、全体の周波数利用効率は受信状況がよいときでも下位階層分は犠牲になっている。

【0013】また、図5及び図6に示した従来の送信装置及び受信装置では、変調マッピング方式や誤り訂正の符号化レートなどは予め定められた1種類敷かないので、受信状況によっては最適なOFDM信号の伝送が行えないことがある。

【0014】本発明は以上の点に鑑みされたもので、受信状況が変化してもそれに応じた最も多くの情報信号を伝送し得る直交周波数分割多重信号伝送方法、送信装置及び受信装置を提供することを目的とする。

【0015】【課題を解決するための手段】上記の目的を達成するため、本発明方法は、送信側では、互いに周波数の異なる複数の搬送波のそれぞれを、各搬送波に割り当てられた伝送すべき情報信号からそれぞれ得た同相信号と直交信号で別々に変調し、かつ、周波数分割多重した直交周波

数分割多重信号を生成してシンボル単位で送信し、受信側では直交周波数分割多重信号を受信してそれぞれの変調された搬送波をそれぞれの同相信号と直交信号に変調した後、情報信号を復号する直交周波数分割多重信号伝送方法において、送信側では、それぞれ複数の誤り訂正符号化レート、トレリス符号化レート及び変調マッピング方式の中から、レート指定信号に基づきの誤り訂正符号化レート、トレリス符号化レート及び変調マッピング方式をそれぞれ選択して得られた伝送すべきデジタルデータと、選択した符号化レート、トレリス符号化レート及び変調マッピング方式を示すID信号と、基準信号とをそれぞれフレーム合成して実数部信号と虚数部信号とを生成した後、これらの実数部信号と虚数部信号に基づいて直交周波数分割多重信号を生成して空間伝送路へ送信する。

【0016】一方、受信側では、空間伝送路を経て入力された直交周波数分割多重信号を直交復調しFFT演算した後、それぞれ複数の復調デマッピング方式、ビット復号の復号レート及び誤り訂正方式の復号レートの中から、フレームデコードしたID信号を用いて選択した一の復調デマッピング方式、ビット復号の復号レート及び誤り訂正方式の復号レートにより、フレームデコードしたデジタルデータを復号すると共に、フレームデコードした基準信号に基づいて受信状況を判定してその判定結果から最もデータ量が多くなる送信側の符号化レート、トレリス符号化レート及び変調マッピング方式を送信側に指定するレート指定信号を生成した後、変調して上り変調信号として空間伝送路へ送信する。

【0017】また、本発明の送信装置は、互いに周波数の異なる複数の搬送波のそれぞれを、各搬送波に割り当てられた伝送すべき情報信号からそれぞれ得た同相信号と直交信号で別々に変調し、かつ、周波数分割多重した直交周波数分割多重信号を生成してシンボル単位で送信する送信装置において、伝送すべき情報信号とレート指定信号とが入力され、それぞれ複数の誤り訂正符号化レート、トレリス符号化レート及び変調マッピング方式の中から、レート指定信号に基づきの誤り訂正符号化レート、トレリス符号化レート及び変調マッピング方式をそれぞれ選択して、伝送すべき情報信号から伝送すべきデジタルデータを生成すると共に、選択した符号化レート、トレリス符号化レート及び変調マッピング方式を示すID信号と、基準信号とをデジタルデータにそれぞれフレーム合成して実数部信号と虚数部信号とを生成する入力回路と、実数部信号と虚数部信号とを受け、同相信号と直交信号で別々に複数の搬送波のそれぞれを変調し、かつ、周波数分割多重した直交周波数分割多重信号を生成して空間伝送路へ送信する送信部とを有する構成としたものである。

【0018】更に、本発明の受信装置は、誤り訂正符号化レート、トレリス符号化レート及び変調マッピング方

式をそれぞれ選択して得られた伝送すべきデジタルデータと、選択した符号化レート、トレリス符号化レート及び変調マッピング方式を示すID信号と、基準信号とをそれぞれフレーム合成して実数部信号と虚数部信号とを生成した後、これらの実数部信号と虚数部信号に基づいて生成された直交周波数分割多重信号を受信し、直交復調後F F T演算して実数部信号と虚数部信号を復調する受信部と、受信部から取り出された実数部信号と虚数部信号をフレームデコードし、フレームデコードしたID信号を用いて選択した一の復調マッピング方式、ビタビ復号の復号レート及び誤り訂正方式の復号レートにより、フレームデコードしたデジタルデータを復号すると共に、フレームデコードした基準信号に基づいて受信状況を判定してその判定結果から最もデータ量が多くなる送信側の符号化レート、トレリス符号化レート及び変調マッピング方式を送信側に指定するレート指定信号を生成した後、変調して上り変調信号として空間伝送路へ送信する出力回路とを有する構成としたものである。

【0018】本発明では、送信側では、誤り訂正符号化レート、トレリス符号化レート及び変調マッピング方式をそれぞれ選択して伝送すべきデジタルデータを送信し、受信側では、フレームデコードしたデジタルデータを復号すると共に、フレームデコードした基準信号に基づいて受信状況を判定してその判定結果から最もデータ量が多くなる送信側の符号化レート、トレリス符号化レート及び変調マッピング方式を送信側に指定するレート指定信号を生成した後、変調して上り変調信号として空間伝送路へ送信するようにしているため、受信状況の判定結果に応じた最適な直交周波数分割多重信号伝送ができる。

【0019】

【発明の実施の形態】次に、本発明の実施の形態について図面と共に説明する。図1は本発明になる直交周波数分割多重信号伝送方法、送信装置及び受信装置の一実施の形態のブロック図、図2は図1中の入力回路31の一実施の形態のブロック図、図3は図1中の出力回路35の一実施の形態のブロック図を示す。

【0020】図1に示すように、この実施の形態では直交周波数分割多重信号伝送方法における送信装置は、入力回路31とOFDM送信部32とからなり、受信装置は、OFDM受信部34と出力回路35とからなる。入力回路31は、後述の図2のブロック図の構成により、複数の誤り訂正符号化レート、トレリス符号化レート及び変調マッピング方式の中から、レート指定信号に基づき一の誤り訂正符号化レート、トレリス符号化レート及び変調マッピング方式をそれぞれ選択して得られた伝送すべきデジタルデータと、選択した符号化レート、トレリス符号化レート及び変調マッピング方式を示すID信号と、基準信号とをそれぞれフレーム合成してR信号（実数部信号）とI信号（虚数部信号）とを出力する。

【0021】OFDM送信部32は、図5に示したブロック図の送信装置から入力回路21を除いた回路部であり、入力回路31からのR信号及びI信号を受け、OFDM信号に変換し、更に送信帯域に変換して下り変調信号として空間伝送路33へ送信する。

【0022】OFDM受信部34は、図6に示したブロック図の受信装置から出力回路21を除いた構成の回路部で、空間伝送路33を経た下り変調信号を受信復調してR信号とI信号を得る。この復調R信号とI信号は出力回路35に入力される。出力回路35は後述の図3のブロック図の構成により、それぞれ複数の復調マッピング方式、ビタビ復号の復号レート及び誤り訂正方式の復号レートの中から、フレームデコードしたID信号を用いて選択した一の復調マッピング方式、ビタビ復号の復号レート及び誤り訂正方式の復号レートにより、フレームデコードしたデジタルデータを復号すると共に、フレームデコードした基準信号に基づいて受信状況を判定してその判定結果から最もデータ量が多くなる送信側の符号化レート、トレリス符号化レート及び変調マッピング方式を送信側に指定するレート指定信号を生成した後、変調して上り変調信号として空間伝送路へ送信する。

【0023】次に、入力回路31の構成及び動作について図2と共に更に詳細に説明する。図2において、伝送すべきデジタルデータが誤り訂正符号化回路41に入力される。この伝送すべきデジタルデータとしては、例えばカラー動画画像符号化方式であるMPEG方式などの符号化方式で圧縮されたデジタル映像信号やデジタル音声信号などがある。

【0024】誤り訂正符号化回路41は、例えば2種類の符号化レートの符号化回路からなり、受信装置から送信された上り変調データを復調回路42で受信復調して得られたレート指定用制御信号（レート指定信号）に基づき、どちらか1種類の符号化レートの符号化回路を選択使用して、デジタルデータを誤り訂正符号（例えばリード・ソロモン符号）化して、トレリス符号化回路43に供給する。

【0025】トレリス符号化回路43は、畳み込み符号を使用するが、その符号化レートが $1/2$ 、 $3/4$ 、 $5/6$ 及び $7/8$ の4種類の畳み込み符号化回路から構成されており、上記のレート指定信号に基づき、いずれか1種類の畳み込み符号化回路が選択使用される。畳み込み符号化されたデジタルデータは、変調マッピング回路44に供給される。

【0026】変調マッピング回路44は、例えば4PSK、16QAM、64QAM及び256QAMの4種類の変調方式による変調マッピング回路から構成されており、上記のレート指定信号に基づき、いずれか1種類の変調マッピング回路が選択使用されて、変調マッピングしたデジタルデータを生成出力する。また、上記の誤

り訂正符号化回路41、トリリス符号化回路43及び変調マッピング回路44は、レート指定信号により選択された誤り訂正符号化レート、トリリス符号化レート及び変調マッピング方式の各レートを示すID信号も生成出力する。

【0027】フレーム合成回路45は、変調マッピング回路44より取り出された変調マッピングされたデジタルデータと、上記のID信号と、基準信号発生回路46により発生された基準信号とを受け、これらの信号をフレーム合成してR信号、I信号として出力する。この実施の形態では、全体で32（ $2 \times 4 \times 4$ ）通りの符号化及び変調方式が選択可能とされている。

【0028】このR信号とI信号は図1のOFDM送信部32に供給され、ここで図5と共に説明したように、IFFT演算部に入力されてIFFT演算され、同相信号（I信号）と直交信号（Q信号）に変換される。これらのI信号とQ信号はデジタル直交変調器で中間周波数（IF）信号群に直交変調され、D/A変換された後、周波数変換器でRF信号群に周波数変換され、送信部で電力増幅されて送信アンテナより空間伝送路33に発信される。

【0029】一方、受信装置では、受信アンテナで受信されたRF信号は、図1のOFDM受信部34に供給され、図6と共に説明した受信動作が行われる。すなわち、OFDM受信部34は、RF信号を高周波増幅した後、周波数変換器にて中間周波数へ周波数変換し、続いて増幅器で中間周波数増幅を行った後、直交復調器によりI信号とQ信号に分離する。分離されたI信号とQ信号は、OFDM受信部34内のLPFにて不要周波数成分が除去され、更にA/D変換器を通してI信号とQ信号として高速離散フーリエ変換（FFT）演算部に入力され、ここでFFT演算によりR信号とI信号が得られる。これらのR信号とI信号が出力回路35に供給される。

【0030】次に、出力回路35の構成及び動作について図3と共に更に詳細に説明する。図1のOFDM受信部34から供給されたR信号とI信号は、それぞれ図3のフレームデコード51に供給されてフレームデコードされ、デコードにより得られた変調マッピングされたデジタルデータは復調デマッピング回路52に供給され、デコードされたID信号は復調デマッピング回路52、ビタビ復号回路53及び誤り訂正回路54にそれぞれ供給され、デコードされた基準信号は受信状況判定回路55に供給される。

【0031】復調デマッピング回路52は、変調マッピング回路44の変調方式に対応して4PSK、16QAM、64QAM及び256QAMの4種類の変調方式による復調デマッピング回路から構成されており、上記のID信号に基づき変調マッピング回路44で選択された変調方式と同じ変調方式の信号を復調するデマッピング

回路が選択されて、入力されたデジタルデータを復調する。

【0032】ビタビ復号回路53は、トリリス符号化回路43の4種類の符号化レートに対応して4種類の復号レートのビタビ復号回路から構成されており、上記のID信号に基づき、トリリス符号化回路43で選択された符号化レートに対応した復号レートのビタビ復号回路により復号したデータを誤り訂正回路54へ供給する。

【0033】誤り訂正回路54は、誤り訂正符号化回路41の2種類の符号化レートに対応して2種類の復号レートの誤り訂正回路で構成されており、上記のID信号に基づき、誤り訂正符号化回路41で選択された符号化レートに対応した復号レートで誤り訂正して復号データを提供する。

【0034】一方、フレームデコード51から基準信号が供給される受信状況判定回路55は、例えばデコードされた基準信号の信号対雑音比（S/N）を測定する回路である。この受信状況判定回路55では、受信状況に応じて最もデータ量を多く設定できる、すなわち最も周波数利用効率が良いように送信側の各レートを指定する。

【0035】図4は受信変調信号のC/Nに対する復号出力データの符号誤り率のグラフ、すなわち符号誤り率特性の概算値を示す。図4中、横軸は受信変調信号のC/N、縦軸は符号誤り率で、また点線I、II、III、IVが誤り訂正もトリリス符号化も行わなかったときの、4PSK、16QAM、64QAM及び256QAMの各変調方式における誤り率特性で、実線V、VI、VII及びVIIIが誤り訂正と符号化率1/2のトリリス符号化を行った場合の、4PSK、16QAM、64QAM及び256QAMの各変調方式における誤り率特性である。

【0036】パリティ符号などの冗長データを含んだ伝送できるデータ量は、16QAMの場合4PSKの2倍になり、64QAMでは3倍、256QAMでは4倍になる。また、冗長データを除いた伝送できるデータ量は、トリリス符号の符号化率に比例し、誤り訂正符号のパリティデータ量が減るほど減少する。ただし、シンボル伝送速度を一定とした場合である。

【0037】一方、誤り率特性は図4に示すように変調方式の多値数が少ないほど、トリリス符号の符号化率が小さいほど、誤り訂正符号のパリティデータ量が増えるほどに良くなる。これらのことと、受信変調信号のC/Nに対する復号出力データの符号誤り率と、デコードされた基準信号のS/Nに対する復号出力データの符号誤り率との相関関係（ほぼ比例する）を考慮すると、受信状況に応じて最もデータ量を多く設定することができる。

【0038】例えば、図4に示すように、符号誤り率が10<sup>-7</sup>のとき、C/Nが25dB以上あれば実線VIIIで示す256QAM、誤り訂正有り、符号化率1/2のト



レリス符号化が最適方式となる。24 dB～19 dBでは変調方式を64 QAMに変え、C/Nが低下するほどにトレリス符号の符号化率を小さくするか、誤り訂正符号のパリティデータ量を増やせばよい。同様に、18 dB～13 dBでは16 QAM、12 dB～5 dBでは4 PSK方式にすればよい。

【0039】受信状況判定回路55でデコードされた基準信号のS/Nを測定し、その測定結果に基づいて送信側の各レートを選択するレート指定信号が生成される。このレート指定信号は、図3の変調回路56に供給され、ここで例えばBPSK変調されて、OFDM信号とは異なる周波数帯域の上り変調信号として図1の空間伝送路36へ送信される。従って、送信側と受信側の間は、空間伝送路33を経た下り変調信号と空間伝送路36を経た上り変調信号との双方伝送となる。

【0040】下り変調信号はメインデータの伝送を行い、上り変調信号は送信側の制御信号となる。この上り変調信号は送信側の図2に示した入力回路31内の復調回路42で復調されて、前述したように送信側の誤り訂正符号化、トレリス符号化、変調マッピングの各レートを選択して設定する。このように、この実施の形態によれば、受信状況が変化してもそれに応じた最も多くのデータを伝送することができる。

【0041】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、送信側では、誤り訂正符号化レート、トレリス符号化レート及び変調マッピング方式をそれぞれ選択して伝送すべきデジタルデータを送信し、受信側では、フレームデコードしたデジタルデータを復号すると共に、フレームデコードした基準信号に基づいて受信状況を判定してその判定結果から最もデータ量が多くなる送信側の符号化レート、トレリス符号化レート及び変調マッピング

方式を送信側に指定するレート指定信号を生成した後、変調して上り変調信号として空間伝送路へ送信することにより、受信状況の判定結果に応じた最適な直交周波数分割多重信号伝送ができ、受信状況が変化してもそれに応じた最も多くのデータを伝送することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施の形態の形態のブロック図である。

【図2】図1中の上り変調回路の一実施の形態のブロック図である。

【図3】図1中の出力回路の一実施の形態のブロック図である。

【図4】符号誤り率特性の概算値を示す図である。

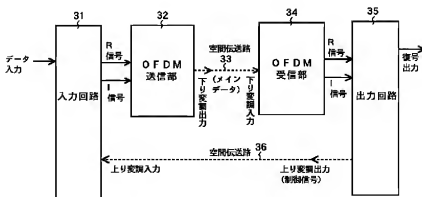
【図5】従来の送信装置の一例のブロック図である。

【図6】従来の受信装置の一例のブロック図である。

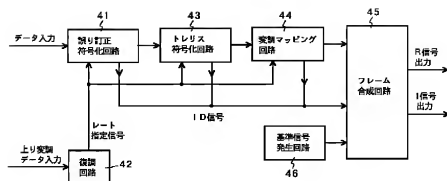
【符号の説明】

- 31 入力回路
- 32 OFDM送信部
- 33、36 空間伝送路
- 34 OFDM受信部
- 35 出力回路
- 41 誤り訂正符号化回路
- 42 復調回路
- 43 トレリス符号化回路
- 44 変調マッピング回路
- 45 フレーム合成回路
- 46 基準信号発生回路
- 51 フレームデコード
- 52 復調デマッピング回路
- 53 ビタビ復号回路
- 54 誤り訂正回路
- 55 受信状況判定回路
- 56 変調回路

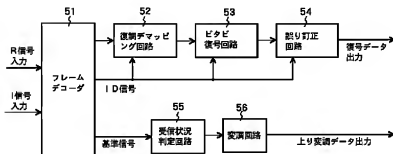
【図1】



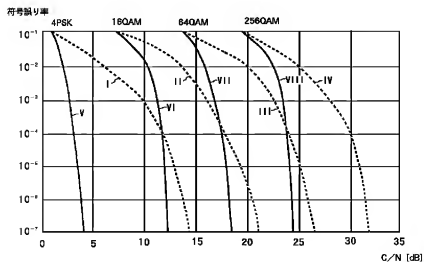
【図 2】



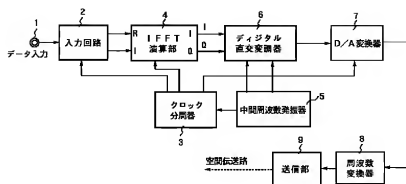
【図 3】



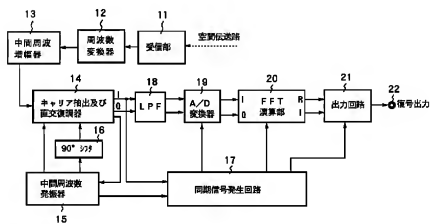
【図 4】



【図5】



【図6】



# OFDM DIVERSITY RECEPTION DEVICE

**Patent number:** JP11205273 (A)

**Publication date:** 1999-07-30

**Inventor(s):** SATO KAZUMI; NAMEKATA MINORU +

**Applicant(s):** TOSHIBA CORP +

**Classification:**

- **international:** H04B7/08; H04J11/00; H04L27/26; H04L25/02; H04B7/08;  
H04J11/00; H04L27/26; H04L25/02; (IPC1-7): H04J11/00

- **european:** H04B7/08B4B; H04L27/26M5

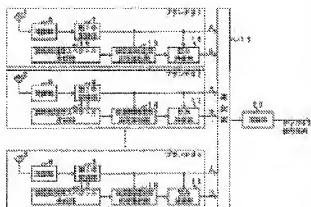
**Application number:** JP19980002509 19980108

**Priority number(s):** JP19980002509 19980108

## Abstract of JP 11205273 (A)

Translate this text

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a diversity reception device improving the deterioration of a reception characteristic in a multiplex reflected radio wave transmission environment in the radio communication/broadcasting system of an OFDM (orthogonal frequency division/multiplex) transmission system. **SOLUTION:** OFDM reception signals from reception parts 4-6 connected to antennas 1-3 are converted into frequency spectrums in first conversion parts 7-9 and a transmission line frequency response is obtained in transmission line frequency response calculation parts 13-15 from the OFDM reception signal frequency spectrums and reference frequency spectrums from reference frequency spectrum generation parts 10-12. The distortion of the OFDM reception signal frequency spectrum is compensated by using the corresponding



transmission line frequency response in distortion compensation parts 16-18. A selection part 19 selects a second input signal corresponding to a first input signal whose amplitude or power becomes maximum with the OFDM reception signal frequency spectrum and the frequency spectrum after compensation as the first and second input signals. A demodulation part 20 demodulates a digital signal group from the output signal of the selection part 19.

特開平11-205273

(43) 公開日 平成11年(1999) 7月30日

(51) Int.Cl.<sup>5</sup>

H 0 4 J 11/00

識別記号

F I

H 0 4 J 11/00

Z

審査請求 未請求 請求項の数12 O L (全 23 頁)

(21) 出願番号 特願平10-2509

(22) 出願日 平成10年(1998) 1月8日

(71) 出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72) 発明者 佐藤 一夫

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株

式会社東芝研究開発センター内

(72) 発明者 行方 稔

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株

式会社東芝研究開発センター内

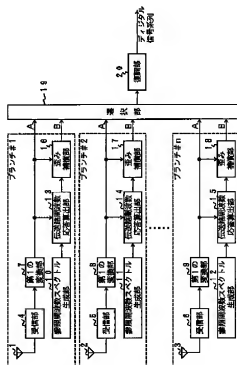
(74) 代理人 弁理士 鈴江 武彦 (外6名)

(54) 【発明の名称】 OFDMダイバーシチ受信装置

(57) 【要約】

【課題】 OFDM伝送方式の無線通信／放送システムにおける多重反射電波伝搬環境での受信特性の劣化を改善するダイバーシチ受信装置を提供する。

【解決手段】 アンテナ1～3に接続された受信部4～6からのOFDM受信信号を第1の変換部7～9で周波数スペクトルに変換すると共に、OFDM受信信号周波数スペクトルと参照周波数スペクトル生成部10～12からの参照周波数スペクトルから伝送路周波数応答算出部13～15で伝送路周波数応答を求め、歪み補償部16～18でOFDM受信信号周波数スペクトルの歪みを対応する伝送路周波数応答を用いて補償した後、選択部19でOFDM受信信号周波数スペクトルおよび歪み補償後の周波数スペクトルを第1および第2の入力信号として、振幅もしくは電力が最大となる第1の入力信号に対応する第2の入力信号を選択し、選択部19の出力信号から復調部20でデジタル信号系列を復調する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 アンテナを介してOFDM（直交周波数分割多重）信号を受信しOFDM受信信号をそれぞれ出力する受信手段と、OFDM受信信号を周波数スペクトルに変換してOFDM受信信号周波数スペクトルを出力する第1の変換手段と、このOFDM受信信号周波数スペクトルと参照周波数スペクトルとから伝送路周波数応答を算出する伝送路周波数応答算出手段とをそれぞれ含む複数のダイバーシチプランチを構成し、OFDM受信信号周波数スペクトルまたは伝送路周波数応答の振幅もしくは電力が最大となるダイバーシチプランチを選択してダイバーシチ受信を行うことを特徴とするOFDMダイバーシチ受信装置。

【請求項2】 個別のアンテナを介してOFDM（直交周波数分割多重）信号を受信しOFDM受信信号をそれぞれ出力する複数の受信手段と、前記OFDM受信信号をそれぞれ周波数スペクトルに変換する複数の第1の変換手段と、前記OFDM受信信号に対する参照周波数スペクトルを生成する少なくとも一つの参照周波数スペクトル生成手段と、前記第1の変換手段からそれぞれ出力される周波数スペクトルと前記参照周波数スペクトルとから複数の伝送路周波数応答を算出する複数の伝送路周波数応答算出手段と、前記第1の変換手段からそれぞれ出力される周波数スペクトルの歪みに対応する前記伝送路周波数応答を用いて補償する歪み補償手段と、前記第1の変換手段からそれぞれ出力される周波数スペクトルを第1の入力信号とし、前記歪み補償手段からそれぞれ出力される歪み補償後の周波数スペクトルを第2の入力信号として、振幅もしくは電力が最大となる第1の入力信号に対応する第2の入力信号を選択して出力する選択手段と、前記選択手段の出力信号からデジタル信号系列を復調する復調手段とを具備することを特徴とするOFDMダイバーシチ受信装置。

【請求項3】 個別のアンテナを介してOFDM（直交周波数分割多重）信号を受信しOFDM受信信号をそれぞれ出力する複数の受信手段と、前記OFDM受信信号をそれぞれ周波数スペクトルに変換する複数の第1の変換手段と、前記OFDM受信信号に対する参照周波数スペクトルを生成する少なくとも一つの参照周波数スペクトル生成手段と、前記第1の変換手段からそれぞれ出力される周波数スペクトルと前記参照周波数スペクトルとから複数の伝送路周波数応答を算出する複数の伝送路周波数応答算出手段と、前記第1の変換手段からそれぞれ出力される周波数スペ

クトルの歪みに対応する前記伝送路周波数応答を用いて補償する歪み補償手段と、

前記伝送路周波数応答算出手段によりそれぞれ算出される伝送路周波数応答を第1の入力信号とし、前記歪み補償手段からそれぞれ出力される歪み補償後の周波数スペクトルを第2の入力信号として、振幅もしくは電力が最大となる第1の入力信号に対応する第2の入力信号を選択して出力する選択手段と、前記選択手段の出力信号からデジタル信号系列を復調する復調手段とを具備することを特徴とするOFDMダイバーシチ受信装置。

【請求項4】 個別のアンテナを介してOFDM（直交周波数分割多重）信号を受信しOFDM受信信号をそれぞれ出力する複数の受信手段と、前記OFDM受信信号をそれぞれ周波数スペクトルに変換する複数の第1の変換手段と、前記OFDM受信信号に対する参照周波数スペクトルを生成する少なくとも一つの参照周波数スペクトル生成手段と、前記第1の変換手段からそれぞれ出力される周波数スペクトルと前記参照周波数スペクトルとから複数の伝送路周波数応答を算出する複数の伝送路周波数応答算出手段と、前記第1の変換手段からそれぞれ出力される周波数スペクトルの歪みに対応する前記伝送路周波数応答を用いて補償する歪み補償手段と、前記歪み補償手段からそれぞれ出力される歪み補償後の周波数スペクトルを第1の入力信号とし、振幅もしくは電力が最大となる第1の入力信号を選択して出力する選択手段と、前記選択手段の出力信号からデジタル信号系列を復調する復調手段とを具備することを特徴とするOFDMダイバーシチ受信装置。

【請求項5】 個別のアンテナを介してOFDM（直交周波数分割多重）信号を受信しOFDM受信信号をそれぞれ出力する複数の受信手段と、前記OFDM受信信号をそれぞれ周波数スペクトルに変換する複数の第1の変換手段と、前記OFDM受信信号に対する参照周波数スペクトルを生成する少なくとも一つの参照周波数スペクトル生成手段と、前記第1の変換手段からそれぞれ出力される周波数スペクトルと前記参照周波数スペクトルとから複数の伝送路周波数応答を算出する複数の伝送路周波数応答算出手段と、前記第1の変換手段からそれぞれ出力される周波数スペクトルを第1の入力信号とし、前記伝送路周波数応答算出手段によりそれぞれ算出される伝送路周波数応答を第2の入力信号として、振幅もしくは電力が最大となる第1の入力信号およびそれに対応する第2の入力信号を選

択して、それぞれ第1の出力信号および第2の出力信号として出力する選択手段と、  
前記選択手段の前記第2の出力信号を用いて前記選択手段の前記第1の出力信号の歪みを補償する歪み補償手段と、

前記歪み補償手段の出力信号からデジタル信号系列を復調する復調手段とを具備することを特徴とするOFDMダイバーシチ受信装置。

【請求項6】個別のアンテナを介してOFDM（直交周波数分割多重）信号を受信しOFDM受信信号をそれぞれ出力する複数の受信手段と、

前記OFDM受信信号をそれぞれ周波数スペクトルに変換する複数の第1の変換手段と、

前記OFDM受信信号に対する参照周波数スペクトルを生成する少なくとも一つの参照周波数スペクトル生成手段と、

前記第1の変換手段からそれぞれ出力される周波数スペクトルと前記参照周波数スペクトルとから複数の伝送路周波数応答を算出する複数の伝送路周波数応答算出手段と、

前記伝送路周波数応答算出手段によりそれぞれ算出される伝送路周波数応答を第1の入力信号とし、前記第1の変換手段からそれぞれ出力される周波数スペクトルを第2の入力信号として、振幅もしくは電力が最大となる第1の入力信号およびそれに対応する第2の入力信号を選択して、それぞれ第1の出力信号および第2の出力信号として出力する選択手段と、

前記選択手段の前記第1の出力信号を用いて前記選択手段の前記第2の出力信号の歪みを補償する歪み補償手段と、

前記歪み補償手段の出力信号からデジタル信号系列を復調する復調手段とを具備することを特徴とするOFDMダイバーシチ受信装置。

【請求項7】前記伝送路周波数応答算出手段と前記歪み補償手段との間に、前記伝送路周波数応答算出手段によりそれぞれ算出された伝送路周波数応答をフィルタリングするフィルタリング手段を挿入したことを特徴とする請求項2乃至4のいずれか1項記載のOFDMダイバーシチ受信装置。

【請求項8】前記伝送路周波数応答算出手段と前記選択手段との間に、前記伝送路周波数応答算出手段によりそれぞれ算出された伝送路周波数応答をフィルタリングするフィルタリング手段を挿入したことを特徴とする請求項5または6記載のOFDMダイバーシチ受信装置。

【請求項9】前記フィルタリング手段は、前記伝送路周波数応答算出手段により算出された伝送路周波数応答を入力とするフィルタリング帯域幅が可変のフィルタ手段と、

前記伝送路周波数応答算出手段により算出された伝送路周波数応答を伝送路時間応答に変換する第2の変換手段

と、

前記第2の変換手段により変換された伝送路時間応答を用いて多重反射伝搬環境の伝搬遅延時間を測定する伝搬遅延時間測定手段と、

前記伝搬遅延時間測定手段の測定結果に基づいて前記フィルタ手段のフィルタリング帯域幅を設定するフィルタリング帯域幅設定手段とを有することを特徴とする請求項7または8記載のOFDMダイバーシチ受信装置。

【請求項10】前記復調手段により復調されたデジタル信号系列を再変調して再変調周波数スペクトルを生成する再変調手段と、

前記再変調周波数スペクトルと前記参照周波数スペクトルとを選択的に前記伝送路周波数応答算出手段へ出力する周波数スペクトル選択手段とをさらに具備することを特徴とする請求項2乃至6のいずれか1項記載のOFDMダイバーシチ受信装置。

【請求項11】前記選択手段は、前記第1の入力信号を構成するそれぞれの線スペクトルの振幅もしくは電力を合成する複数の合成手段と、これら複数の合成手段の出力を比較する比較手段とを有し、この比較手段の比較結果に基づいて選択動作を行うことを特徴とする請求項2乃至6のいずれか1項記載のOFDMダイバーシチ受信装置。

【請求項12】前記選択手段は、前記第1の入力信号を構成する線スペクトルの中から同一周波数の線スペクトルどうしの振幅もしくは電力を比較する比較手段を有し、この比較手段の比較結果に基づいて選択動作を行うことを特徴とする請求項2乃至6のいずれか1項記載のOFDMダイバーシチ受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、直交周波数分割多重（OFDM）方式により無線伝送を行う無線通信システムの基地局や端末局、またはOFDM方式による放送システムの受信局におけるOFDM受信装置に係り、特に、劣悪な無線伝搬環境下においても高品質な情報の伝送を実現するOFDMダイバーシチ受信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】現在、地上波テレビ放送はアナログ方式が採用されているが、西暦2000年を目処にデジタル化への移行が開始される予定である。地上波テレビ放送は、一つの送信局でカバーするエリアが極めて広いため、無線電波伝搬特有の多重反射電波伝搬（マルチパス）の影響により受信画像が劣化する、ゴースト障害という深刻な問題がある。この地上波テレビ放送におけるマルチパスの規模は、携帯・自動車電話などの無線通信システムで対象としているマルチパスの規模よりも遥かに大きく、マルチパス対策に有効である適応自動等化器でも、もはや対応しきれない。

【0003】そこで、劣悪なマルチパス伝搬環境におい



ても原理的に耐性を持ち、高品質な情報伝送が可能である直交周波数分割多重（OFDM）伝送方式が地上波テレビ放送のデジタル伝送方式として採用される予定となっている。OFDM伝送信号には送信波形（シンボル）の一部をコピーしたガード期間が設けられており、このガード期間がガード期間長以下のマルチパス伝搬を吸収し、受信品質の致命的な劣化を防いでいる。

【0004】また、このようなOFDM伝送方式の耐マルチパス伝送特性は地上波テレビ放送だけでなく、公衆網や構内網で今後展開されるであろうマルチメディア通信等の広帯域無線通信システムでも注目されており、実用化への具体的な技術検討が積極的に進められている。

【0005】さらに、OFDM伝送方式は、耐マルチパス伝送特性を生かして、同一の内容を同一の周波数で同時に送信する単一周波数ネットワーク（SFN）が構築できるため、従来のような地域毎に送信周波数を変更しなければならぬという無駄な周波数利用を改善でき、利用周波数帯の圧縮という点でも非常に有効な伝送方式である。

【0006】しかしながら、OFDM伝送方式がいかに耐マルチパス伝送特性に優れていると言っても、マルチパス伝搬により生じる厳しい周波数選択性フェージングの影響や、移動受信の際に生じるドップラシフトや時間フェージングの影響による受信特性の劣化から完全に守られているわけではない。特に、デジタル地上波テレビ放送や次世代マルチメディア通信で期待される高精細画像の伝送には、音声通信がメインである既存の携帯・自動車電話よりも遥かに高安定かつ高品質の無線伝送技術が要求され、より良好な受信特性を実現する受信方式・装置の実現が早急に求められている。

【0007】さらに、高精細画像の伝送には、周波数有効利用の面から大量の情報を有する高精細画像の伝送を狭い無線帯域で伝送する技術が必要となり、移動を考慮した無線伝搬環境下での高効率な多値QAM変調方式等の変調方式の採用を検討しなければならない。ところが、QAM変調に代表される高効率な変調方式は、耐雑音特性や耐干渉特性の面で劣り、歪みに弱いという欠点がある。

【0008】従って、送信局や基地局から離れた遠方の場所で受信する受信装置や移動しながら受信を行う受信装置では、低信号対雑音比状態での受信や電波伝搬歪みを受けた状態で受信するため、いとも簡単に受信特性が劣化し、満足な品質での情報伝送を実現できなくなるといった問題が生じる。特に、地上波テレビ放送ではカバーエリアが極めて広いため、深刻な問題となり、有効な品質改善手段の適用が望まれる。

【0009】一般に、劣悪な多重電波伝搬環境や移動受信環境下での受信特性の改善手段として、ダイバーシチ受信がある。ダイバーシチ受信方式としては従来、複数の受信アンテナで受信するRF（無線周波数）信号の中

から電力が最大となる受信アンテナを選択してデジタル信号系列を復調するアンテナ切替えダイバーシチ受信が主流である。

【0010】しかし、OFDM伝送方式では受信信号をベースバンド信号に周波数変換し、シンボル単位で周波数スペクトルに変換した後に、周波数スペクトルを構成する各線スペクトル毎にデジタル信号系列を復調するため、OFDM伝送信号に対しては、RF信号で切替えるアンテナ切替えダイバーシチ受信では大きな効果が得られないという問題がある。特に、厳しい周波数選択性フェージングが生じると、周波数スペクトルを構成する各線スペクトルによって受信特性が全く異なるため、線スペクトル単位で最適な受信特性が得られる切り替えダイバーシチが望まれていた。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】上述したように、直交周波数分割多重方式（OFDM）によりデジタル信号系列の無線伝送を行う無線通信/放送システムでは、OFDM伝送方式の耐マルチパス伝送特性を有効に利用しつつも、広大なカバーエリア内のすべての場所で高品質かつ高精細な情報の伝送を実現するには、厳しい多重反射電波伝搬環境での受信特性の劣化改善策や、移動受信時の受信特性の劣化改善策の適用が必要となる。

【0012】特に、画像情報の伝送が主となる今後のマルチメディア通信やデジタル地上波放送では、多値QAM変調よりもより高効率な変調方式の適用が必須となり、OFDM伝送方式における受信特性の改善策、とりわけOFDM伝送方式採用時に周波数選択性フェージングに対してより良好な受信特性が得られるダイバーシチ受信装置の開発が望まれている。

【0013】従って、本発明はOFDM伝送方式の無線通信/放送システムにおける多重反射電波伝搬環境や移動受信環境で生じる受信特性の劣化を改善するOFDMダイバーシチ受信装置を提供することを目的とする。

【0014】

【課題を解決するための手段】上記した課題を解決するため、本発明はアンテナを介してOFDM（直交周波数分割多重）信号を受信しOFDM受信信号をそれぞれ出力する受信手段と、OFDM受信信号を周波数スペクトルに変換してOFDM受信信号周波数スペクトルを出力する第1の変換手段と、このOFDM受信信号周波数スペクトルと参照周波数スペクトルとから伝送路周波数応答を算出する伝送路周波数応答算出手段とをそれぞれ含む複数のダイバーシチプランチを構成し、OFDM受信信号周波数スペクトルまたは伝送路周波数応答の振幅もしくは電力が最大となるダイバーシチプランチを選択してダイバーシチ受信を行うことを特徴とする。

【0015】より具体的には、本発明に係る第1のOFDMダイバーシチ受信装置は、個別のアンテナを介してOFDM信号を受信しOFDM受信信号をそれぞれ出力

する複数の受信手段と、OFDM受信信号をそれぞれ周波数スペクトルに変換する複数の第1の変換手段と、OFDM受信信号に対する参照周波数スペクトルを生成する少なくとも一つの参照周波数スペクトル生成手段と、第1の変換手段からそれぞれ出力される周波数スペクトルと参照周波数スペクトルとから複数の伝送路周波数応答を算出する複数の伝送路周波数応答算出手段と、第1の変換手段からそれぞれ出力される周波数スペクトルの歪みに対応する伝送路周波数応答を用いて補償する歪み補償手段と、第1の変換手段からそれぞれ出力される周波数スペクトルを第1の入力信号とし、歪み補償手段からそれぞれ出力される歪み補償後の周波数スペクトルを第2の入力信号として、振幅もしくは電力が最大となる第1の入力信号に対応する第2の入力信号を選択して出力する選択手段と、この選択手段の出力信号からデジタル信号系列を復調する復調手段とを具備することを特徴とする。

【0016】本発明に係る第2のOFDMダイバーシチ受信装置は、個別のアンテナを介してOFDM信号を受信しOFDM受信信号をそれぞれ出力する複数の受信手段と、OFDM受信信号をそれぞれ周波数スペクトルに変換する複数の第1の変換手段と、OFDM受信信号に対する参照周波数スペクトルを生成する少なくとも一つの参照周波数スペクトル生成手段と、第1の変換手段からそれぞれ出力される周波数スペクトルと参照周波数スペクトルとから複数の伝送路周波数応答を算出する複数の伝送路周波数応答算出手段と、第1の変換手段からそれぞれ出力される周波数スペクトルの歪みに対応する伝送路周波数応答を用いて補償する歪み補償手段と、伝送路周波数応答算出手段によりそれぞれ算出される伝送路周波数応答を第1の入力信号とし、歪み補償手段からそれぞれ出力される歪み補償後の周波数スペクトルを第2の入力信号として、振幅もしくは電力が最大となる第1の入力信号に対応する第2の入力信号を選択して出力する選択手段と、この選択手段の出力信号からデジタル信号系列を復調する復調手段とを具備することを特徴とする。

【0017】本発明に係る第3のOFDMダイバーシチ受信装置は、個別のアンテナを介してOFDM信号を受信しOFDM受信信号をそれぞれ出力する複数の受信手段と、OFDM受信信号をそれぞれ周波数スペクトルに変換する複数の第1の変換手段と、OFDM受信信号に対する参照周波数スペクトルを生成する少なくとも一つの参照周波数スペクトル生成手段と、第1の変換手段からそれぞれ出力される周波数スペクトルと参照周波数スペクトルとから複数の伝送路周波数応答を算出する複数の伝送路周波数応答算出手段と、第1の変換手段からそれぞれ出力される周波数スペクトルの歪みに対応する伝送路周波数応答を用いて補償する歪み補償手段と、歪み補償手段からそれぞれ出力される歪み補償後の周波数ス

ペクトルを第1の入力信号とし、振幅もしくは電力が最大となる第1の入力信号を選択して出力する選択手段と、この選択手段の出力信号からデジタル信号系列を復調する復調手段とを具備することを特徴とする。

【0018】このように本発明に係る第1、第2および第3のOFDMダイバーシチ受信装置では、OFDM信号を複数のアンテナを含む受信手段で受信して、それぞれのOFDM受信信号を周波数スペクトルに変換し、これらのOFDM受信信号周波数スペクトルと参照周波数スペクトルから伝送路周波数応答を求め、さらにOFDM受信信号周波数スペクトルの歪みに対応する伝送路周波数応答を用いて補償する。

【0019】そして、(a) 振幅もしくは電力が最大となるOFDM受信信号周波数スペクトルに対応する歪み補償後のOFDM受信信号周波数スペクトルを選択してデジタル信号系列を復調するか、または(b) 振幅もしくは電力が最大となる伝送路周波数応答に対応する歪み補償後のOFDM受信信号周波数スペクトルを選択してデジタル信号系列を復調するか、または(c) 振幅もしくは電力が最大となる歪み補償後のOFDM受信信号周波数スペクトルを選択してデジタル信号系列を復調する。

【0020】従って、周波数選択性フェージングにより周波数スペクトルを構成する各線スペクトルによって受信特性が全く異なるような状況でも、線スペクトル単位で最適な受信特性を得るダイバーシチ受信が可能となるため、多重反射伝搬環境や移動受信環境で生じる受信特性の劣化が効果的に改善される。

【0021】本発明に係る第4のOFDMダイバーシチ受信装置は、個別のアンテナを介してOFDM信号を受信しOFDM受信信号をそれぞれ出力する複数の受信手段と、OFDM受信信号をそれぞれ周波数スペクトルに変換する複数の第1の変換手段と、OFDM受信信号に対する参照周波数スペクトルを生成する少なくとも一つの参照周波数スペクトル生成手段と、第1の変換手段からそれぞれ出力される周波数スペクトルと参照周波数スペクトルとから複数の伝送路周波数応答を算出する複数の伝送路周波数応答算出手段と、第1の変換手段からそれぞれ出力される周波数スペクトルを第1の入力信号とし、伝送路周波数応答算出手段によりそれぞれ算出される伝送路周波数応答を第2の入力信号として、振幅もしくは電力が最大となる第1の入力信号およびそれに対応する第2の入力信号を選択して、それぞれ第1の出力信号および第2の出力信号として出力する選択手段と、この選択手段の第2の出力信号を用いて選択手段の第1の出力信号の歪みを補償する歪み補償手段と、この歪み補償手段の出力信号からデジタル信号系列を復調する復調手段とを具備することを特徴とする。

【0022】本発明に係る第5のOFDMダイバーシチ受信装置は、個別のアンテナを介してOFDM信号を受

信しOFDM受信信号をそれぞれ出力する複数の受信手段と、OFDM受信信号をそれぞれ周波数スペクトルに変換する複数の第1の変換手段と、OFDM受信信号に対する参照周波数スペクトルを生成する少なくとも一つの参照周波数スペクトル生成手段と、第1の変換手段からそれぞれ出力される周波数スペクトルと参照周波数スペクトルとから複数の伝送路周波数応答を算出する複数の伝送路周波数応答算出手段と、これら伝送路周波数応答算出手段によりそれぞれ算出される伝送路周波数応答を第1の入力信号とし、第1の変換手段からそれぞれ出力される周波数スペクトルを第2の入力信号として、振幅もしくは電力が最大となる第1の入力信号およびそれに対応する第2の入力信号を選択して、それぞれ第1の出力信号および第2の出力信号として出力する選択手段と、この選択手段の第1の出力信号を用いて選択手段の第2の出力信号の歪みを補償する歪み補償手段と、この歪み補償手段の出力信号からデジタル信号系列を復調する復調手段とを具備することを特徴とする。

【0023】このように本発明に係る第4、第5のOFDMダイバーシチ受信装置では、OFDM信号を複数のアンテナを含む受信手段で受信して、それぞれのOFDM受信信号を周波数スペクトルに変換し、これらのOFDM受信信号周波数スペクトルと参照周波数スペクトルから伝送路周波数応答を求めた後、(d) 振幅もしくは電力が最大となるOFDM受信信号周波数スペクトルおよびこれに対応する伝送路周波数応答を選択するか、あるいは(e) 振幅もしくは電力が最大となる伝送路周波数応答およびこれに対応するOFDM受信信号周波数スペクトルを選択した後、選択した伝送路周波数応答を用いて、選択したOFDM受信信号周波数スペクトルの歪みを補償し、この歪み補償後のOFDM受信信号周波数スペクトルからデジタル信号系列を復調する。

【0024】従って、周波数選択性フェージングにより周波数スペクトルを構成する各線スペクトルによって受信特性が全く異なるような状況でも、線スペクトル単位で最適な受信特性を得るダイバーシチ受信が可能となるため、多重反射伝搬環境や移動通信環境で生じる受信特性の劣化が効果的に改善されると共に、歪み補償手段が一つで済むという利点がある。

【0025】本発明においては、第1、第2または第3のOFDMダイバーシチ受信装置における伝送路周波数応答算出手段と歪み補償手段との間に、伝送路周波数応答算出手段によりそれぞれ算出された伝送路周波数応答をフィルタリングするフィルタリング手段を挿入したり、あるいは第4または第5のOFDMダイバーシチ受信装置における伝送路周波数応答算出手段と選択手段との間に、伝送路周波数応答算出手段によりそれぞれ算出された伝送路周波数応答をフィルタリングするフィルタリング手段を挿入してもよい。このようなフィルタリング手段の挿入により、伝送路周波数応答に含まれる雑

音成分が除去されるため、受信特性のさらなる改善が可能となる。

【0026】このフィルタリング手段は、具体的には伝送路周波数応答算出手段により算出された伝送路周波数応答を入力とするフィルタリング帯域幅可変のフィルタ手段と、伝送路周波数応答算出手段により算出された伝送路周波数応答を伝送路時間応答に変換する第2の変換手段と、この第2の変換手段により変換された伝送路時間応答を用いて多重反射伝搬環境の伝搬遅延時間を測定する伝搬遅延時間測定手段と、この伝搬遅延時間測定手段の測定結果に基づいてフィルタ手段のフィルタリング帯域幅を設定するフィルタリング帯域幅設定手段とにより構成される。このように多重反射伝搬環境の伝搬遅延時間を測定することにより、伝送路周波数応答をフィルタリングするフィルタ手段の帯域幅を伝搬遅延時間に適した大きさに設定でき、伝搬遅延時間伝送路周波数応答に含まれる雑音成分を効率的に除去することが可能となる。

【0027】本発明においては、復調手段により復調されたデジタル信号系列を再変調して再変調周波数スペクトルを生成する再変調手段と、再変調周波数スペクトルと参照周波数スペクトルとを選択的に伝送路周波数応答算出手段へ出力する周波数スペクトル選択手段とをさらに具備してもよい。

【0028】周波数スペクトル選択手段は、例えばスロット構成を用いたOFDM伝送方式でデジタル信号系列を伝送する通信/放送システムにおいて、スロットの先頭に含まれる既知データ系列のOFDM信号を受信する場合には参照周波数スペクトルを選択し、それ以降のデータ系列のOFDM信号を受信する場合には再変調周波数スペクトルを選択する。再変調周波数スペクトルを用いて伝送路周波数応答を算出すると、直前の伝送路周波数応答を用いて周波数スペクトルの歪みを補償できるため、伝搬環境が時間的に変動する場合でも受信特性の劣化を改善することが可能となる。

【0029】本発明において、第1の入力信号または第1の入力信号と第2の入力信号の選択を行う選択手段は、第1の構成例によると第1の入力信号を構成するそれぞれの線スペクトルの振幅もしくは電力を合成する複数の合成手段と、これら複数の合成手段の出力を比較する比較手段とを有し、この比較手段の比較結果に基づいて選択動作を行うように構成される。このようにすることにより、受信特性の優れたダイバーシチプラチを容易に選択でき、受信特性の劣化が効果的に改善される。

【0030】また、第2の構成例による選択手段は、第1の入力信号を構成する線スペクトルの中から同一周波数の線スペクトルどうしの振幅もしくは電力を比較する比較手段を有し、この比較手段の比較結果に基づいて選択動作を行うように構成される。このようにすることにより、線スペクトル毎に受信特性の優れたダイバーシチ

プランチを容易に選択でき、受信特性の劣化がさらに効果的に改善される。

【0031】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態を図面を参照して詳細に説明する。(第1の実施形態)図1は、本発明に係るOFDMダイバースチ受信装置の第1の実施形態を示す図である。同図に示すように、 $n$ 個のダイバースチプランチ(以下、単にプランチという) #1~# $n$ が配置される。各プランチ #1~# $n$ においては、受信アンテナ1~3でOFDM信号が受信され、受信部4~6に入力される。受信部4~6は、RF帯のOFDM信号をベースバンド信号に周波数変換するために必要な増幅、周波数混合、帯域制限等の基本機能と同期、周波数補正、およびOFDM伝送方式に特有のガード期間の除去等の機能を含み、ガード期間が除去されたベースバンド信号をOFDM受信信号として出力する。

【0032】受信部4~6からのOFDM受信信号は第1の変換部7~9に入力され、高速フーリエ変換(FFT)に代表されるような変換処理によって周波数スペクトル(以下、OFDM受信信号周波数スペクトルという)に変換される。

【0033】参照周波数スペクトル生成部10~12では、第1の変換部7~9からのOFDM受信信号周波数スペクトルに対する参照周波数スペクトルが生成される。伝送路周波数応答算出部13~15では、これらOFDM受信信号周波数スペクトルと参照周波数スペクトルを用いて各プランチ #1~# $n$ に固有の伝送路周波数応答が算出される。

【0034】第1の変換部7~9で生成されたOFDM受信信号周波数スペクトルは歪み補償部16~18に入力され、OFDM受信信号周波数スペクトルに含まれる多重反射伝搬環境により生じた歪みが伝送路周波数応答算出部13~15で算出された各プランチ #1~# $n$ の伝送路周波数応答によって補償される。第1の変換部7~9で生成されたOFDM受信信号周波数スペクトルおよび歪み補償部16~18で生成された歪み補償後の周波数スペクトルは、それぞれ選択部19に第1の入力信号Aおよび第2の入力信号Bとして入力される。

【0035】選択部19は、第1の入力信号Aであるプランチ #1~# $n$ の第1の変換部7~9で生成されたOFDM受信信号周波数スペクトルを比較し、振幅もしくは電力が最大となるOFDM受信信号周波数スペクトルが生成されたプランチから第2の入力信号Bとして入力される歪み補償後のOFDM受信信号周波数スペクトルを選択する。選択部19で選択された歪み補償後のOFDM受信信号周波数スペクトルは復調部20に入力され、この復調部20でデジタル信号系列が復調される。選択部19については、後述の図面に説明する。

【0036】本実施形態では、OFDM受信信号の1シンボル毎に、選択部19が第1の変換部7~9から出力

されるOFDM受信信号周波数スペクトルを比較し、プランチを選択してもよいが、伝搬環境が時間と共に急激に変化しないならば、一定時間前に算出したOFDM受信信号周波数スペクトルを用いてプランチを選択してもよい。この場合、選択するプランチを予め設定したり、数シンボル毎に選択するプランチを設定することが可能となる。

【0037】このように本実施形態によれば、複数のプランチ #1~# $n$ の中から受信電力あるいは振幅が最大のOFDM信号周波数スペクトルを生成するプランチを選択し、選択したプランチで得られる歪み補償後のOFDM受信信号周波数スペクトルからデジタル信号系列を復調することによって、受信特性を改善することができる。

【0038】<選択部19について>次に、図2を用いて選択部19の第1の構成例を説明する。図1の複数のプランチ #1~# $n$ から選択部19に入力される第1の入力信号Aは、合成部41~43にそれぞれ入力される。第1の実施形態の場合、第1の入力信号Aは第1の変換部7~9から出力されるOFDM受信信号周波数スペクトルであるが、後述する実施形態においては第1の入力信号Aが伝送路周波数応答算出部13~15からの出力の場合もある。通常、第1の変換部7~9が高速フーリエ変換を行うことから、第1の変換部7~9で算出されるOFDM受信信号周波数スペクトルは複数の離散的な線スペクトルで構成され、このOFDM受信信号周波数スペクトルを用いて算出される伝送路周波数応答もまた離散的な線スペクトルで構成される。

【0039】合成部41~43は、第1の入力信号Aの複数の線スペクトルの振幅もしくは電力を合成して出力する。この場合、合成部41~43は通常、OFDM受信信号の1シンボル分の周波数スペクトルの線スペクトルの振幅もしくは電力を合成するが、合成範囲は数本程度の線スペクトルでも良いし、数シンボルの線スペクトルであっても良い。合成部41~43の出力は、比較部44およびセレクト部45に入力される。

【0040】比較部44では、各プランチ #1~# $n$ に対応する合成部41~43の出力を比較して最も出力が大きいプランチを認識し、その認識したプランチの番号をセレクト部45に通知する。セレクト部45は、比較部44から通知された番号のプランチに対応する合成部の出力信号を第1の出力信号として出力する。

【0041】このように図2に示す選択部19によれば、図1の各プランチ #1~# $n$ から入力される第1の入力信号Aの複数の線スペクトルの振幅もしくは電力の合成結果が最大となるプランチを認識して、そのプランチからの第1の入力信号Aを選択して出力するため、各プランチ #1~# $n$ における複数の線スペクトルの平均的な受信特性から各線スペクトル毎に受信特性が最適なプランチを認識して、そのプランチからの第1の入力信

号Aを選択することが可能となり、受信特性がより効果的に改善される。

【0042】次に、図3を用いて選択部19の第2の構成例を説明する。図3は、ブランチ数を2とする場合の第2の構成例に基づく選択部19の動作を示す図である。第1の入力信号Aは、周波数 $f_1 \sim f_m$ の離散的な $m$ 本の線スペクトルで構成される。選択部19は、各ブランチから入力される第1の入力信号Aの中から、同一の周波数の線スペクトルどうしの振幅もしくは電力を比較する。そして、線スペクトルが存在する $f_1 \sim f_m$ の周波数毎に、振幅もしくは電力が最大となる線スペクトルが入力されたブランチを選択する。

【0043】このように選択部19の第2の構成例によると、線スペクトルが存在する各周波数毎に、第1の入力信号として入力された線スペクトルの振幅もしくは電力が最大となるブランチを選択することが可能であるため、受信特性を大きく改善することができる。

【0044】（第2の実施形態）図4は、本発明のOFDMダイバーシチ受信装置の第2の実施形態を示す図である。本実施形態は、図1に示した第1の実施形態における参照周波数スペクトル生成部10～12で生成される参照周波数スペクトルが全て同じであることに着目して、一つの参照周波数スペクトル生成部21を各ブランチ $1 \sim n$ で共有する形態を示したものである。従って、第1の実施形態と基本的に同様に受信特性の改善が実現できる。

【0045】本実施形態においても、第1の実施形態と同様に、OFDM受信信号の1シンボル毎に、選択部19が第1の変換部7～9から出力されるOFDM受信信号周波数スペクトルを比較し、ブランチを選択してもよいが、伝搬環境が時間と共に急激に変化しないならば、一定時間前に算出したOFDM受信信号周波数スペクトルを用いてブランチを選択してもよい。

【0046】（第3の実施形態）図5は、本発明のOFDMダイバーシチ受信装置の第3の実施形態を示す図である。ブランチ $1 \sim n$ では図1の実施形態と同様に、伝送路周波数応答と歪み補償後のOFDM受信信号周波数スペクトルが生成される。伝送路周波数応答算出部13～15で生成された伝送路周波数応答と、歪み補償部16～18で生成された歪み補償後のOFDM受信信号周波数スペクトルは、それぞれ選択部19に第1の入力信号Aおよび第2の入力信号Bとして入力される。

【0047】選択部19は、第1の入力信号Aであるブランチ $1 \sim n$ で生成された伝送路周波数応答を比較し、振幅もしくは電力が最大となる伝送路周波数応答が生成されたブランチを選択する。そして、選択されたブランチからの第2の入力信号Bである歪み補償後のOFDM受信信号周波数スペクトルを選択部19で選択され、復調部20によってデジタル信号系列に復調される。

【0048】このように本実施形態によれば、複数のブランチ $1 \sim n$ の中から伝送路周波数応答の電力あるいは振幅が最大のOFDM信号周波数スペクトルを生成するブランチを選択することが可能となり、選択したブランチで得られる歪み補償後周波数スペクトルによってデジタル信号系列を復調するため、受信特性が改善される。

【0049】なお、本実施形態では図4に示した第2の実施形態と同様に各ブランチ $1 \sim n$ で共有の参照周波数スペクトル生成部21が用いられているが、図1に示した第1の実施形態のように各ブランチ $1 \sim n$ 毎に参照周波数スペクトル生成部が含まれる構成としても構わない。

【0050】また、本実施形態においても、図1の実施形態と同様に、伝搬環境が時間と共に急激に変化しないならば、一定時間前に算出した伝送路周波数応答を用いてブランチを選択することが可能となる。従って、OFDM受信信号の1シンボル毎にブランチを選択せずに、予め選択するブランチを設定したり、数シンボル毎に選択するブランチを設定することができる。

【0051】（第4の実施形態）図6は、本発明に係るOFDMダイバーシチ受信装置の第4の実施形態を示す図である。本実施形態は、図4に示した第2の実施形態における第1の変換部7～9から出力されるOFDM受信信号周波数スペクトルに代えて、歪み補償部16～18から出力される歪み補償後のOFDM受信信号周波数スペクトルを選択部19への第1の入力信号Aとし、各ブランチ $1 \sim n$ から第1の入力信号Aのみが選択部19に入力される構成としたものである。

【0052】各ブランチ $1 \sim n$ において、受信アンテナ1～3で受信されたOFDM信号は、受信部4～6によってガード期間が除去されたベースバンド信号に変換された後、第1の変換部7～9に入力され、高速フーリエ変換等の変換処理によってOFDM受信信号周波数スペクトルとなる。

【0053】第1の変換部7～9から出力されるOFDM受信信号周波数スペクトルは、伝送路周波数応答算出部13～15と歪み補償部16～18に入力される。伝送路周波数応答算出部13～15は、OFDM受信信号周波数スペクトルと参照周波数スペクトル生成部21によって生成された参照周波数スペクトルを用いて伝送路周波数応答を算出する。歪み補償部16～18では、この伝送路周波数応答によってOFDM受信信号周波数スペクトルの歪みが補償される。

【0054】QAM等の振幅が変調される信号では通常、歪み補償部16～18は第1の変換部7～9から出力されるOFDM受信信号周波数スペクトルを伝送路周波数応答で除算することによって、多重伝搬環境により生じる周波数選択性フェージングを補償する。しかし、QPSK等の位相変調信号では通常、回路規模が増大す

る除算器を使わずに、乗算器を用いて位相歪みを補償する。具体的には、歪み補償部16～18では第1の変換部7～9から出力されるOFDM受信信号周波数スペクトルに、伝送路周波数応答の共役複素数信号を乗算することによって位相歪みを補償する。この場合、歪み補償部16～18による歪み補償後のOFDM受信信号周波数スペクトルの振幅は第1の変換部7～9から出力されるOFDM受信信号周波数スペクトルの振幅成分に比例するため、選択部19では第1の変換部7～9から出力されるOFDM受信信号周波数スペクトルの代わりに、歪み補償後のOFDM受信信号周波数スペクトルの振幅もしくは電力を比較してブランチを選択することもできる。

【0055】そこで、本実施形態では選択部19により第1の入力信号Aとして入力された歪み補償後のOFDM受信信号周波数スペクトルを比較し、振幅もしくは電力が最大となる歪み補償後のOFDM受信信号周波数スペクトルが生成されたブランチを選択する。選択されたブランチから第1の入力信号Aとして入力された歪み補償後のOFDM受信信号周波数スペクトル、すなわち振幅もしくは電力が最大となる歪み補償後のOFDM受信信号周波数スペクトルが選択部19から出力され、復調部20によってデジタル信号系列に復調される。

【0056】なお、本実施形態において選択部19はOFDM受信信号の1シンボル毎にそれぞれのブランチから入力される歪み補償後のOFDM受信信号周波数スペクトルを比較し、ブランチを選択してもよいが、伝搬環境が時間と共に急激に変化しないならば、一定時間前に算出した歪み補償後のOFDM受信信号周波数スペクトルを用いてブランチを選択してもよい。また、図1に示した第1の実施形態のように各ブランチ#1～#nに参照周波数スペクトル生成部が含まれる構成にも本実施形態を適用することが可能である。

【0057】（第5の実施形態）図7は、本発明に係るOFDMダイバーシタ受信装置の第5の実施形態を示す図である。本実施形態は、選択部19によってブランチを選択した後に、選択部19で選択されたブランチの伝送路周波数応答を用いて、選択されたブランチのOFDM受信信号周波数スペクトルの歪みを補償する構成となっている。

【0058】すなわち、ブランチ#1～#nにおいて受信アンテナ1～3で受信されたOFDM信号は受信部4～6によってベースバンド信号に変換され、さらに第1の変換部7～9によってOFDM受信信号周波数スペクトルとなる。伝送路周波数応答算出部13～15は、OFDM受信信号周波数スペクトルと参照周波数スペクトル生成部21により生成された参照周波数スペクトルから伝送路周波数応答を算出する。そして、OFDM受信信号周波数スペクトルは第1の入力信号Aとして、また伝送路周波数応答は第2の入力信号Bとしてそれぞれ

選択部19に入力される。

【0059】選択部19は、第1の入力信号Aであるブランチ#1～#nで生成されたOFDM受信信号周波数スペクトルを比較し、振幅もしくは電力が最大となるOFDM受信信号周波数スペクトルが生成されたブランチを選択して、そのブランチからのOFDM受信信号周波数スペクトルおよび伝送路周波数応答が歪み補償部22に入力される。選択部19は、図2または図3で説明したと同様に構成することができる。

【0060】歪み補償部22は、選択部19から出力されたOFDM受信信号周波数スペクトルの歪みを選択部19から出力された伝送路周波数応答を用いて補償する。そして、この歪み補償部22による歪み補償後のOFDM受信信号周波数スペクトルから、復調部20でデジタル信号系列が復調される。

【0061】このように本実施形態では、複数のブランチ#1～#nの中から電力あるいは振幅が最大となるOFDM受信信号周波数スペクトルを生成するブランチを選択し、この選択したブランチで得られる伝送路周波数応答を用いてOFDM受信信号のスペクトルの歪みを補償し、歪み補償後のOFDM受信信号周波数スペクトルによってデジタル信号系列を復調するため、受信特性が改善される。また、本実施形態によれば、歪み補償部が一つで済むため、これまでの実施形態に比べて受信装置が小型化されるという利点を有する。

【0062】なお、本実施形態では各#1～#nで一つの参照周波数スペクトル生成部21を共有しているが、図1に示した第1の実施形態のように各ブランチ#1～#n毎に参照周波数スペクトル生成部が含まれる構成としても構わない。

【0063】また、本実施形態においても第1～第4の実施形態と同様に、選択部19がOFDM受信信号の1シンボル毎にOFDM受信信号周波数スペクトルもしくは伝送路周波数応答を比較して、ブランチを選択するようにしてもよいし、一定時間前に算出したOFDM受信信号周波数スペクトルもしくは伝送路周波数応答を用いてブランチを選択してもよい。

【0064】（第6の実施形態）図8は、本発明に係るOFDMダイバーシタ受信装置の第6の実施形態を示す図である。本実施形態は、図7に示した第5の実施形態と同様に、選択部19によってブランチを選択した後、選択したブランチの伝送路周波数応答を用いて、選択したブランチのOFDM受信信号周波数スペクトルの歪みを補償することにより、歪み補償部が一つで済むようにしたものである。

【0065】すなわち、ブランチ#1～#nでは第5の実施形態と同様に、第1の変換部7～9でOFDM受信信号周波数スペクトルが生成され、伝送路周波数応答算出部13～15で伝送路周波数応答が生成される。そして、本実施形態では伝送路周波数応答が第1の入力信号

Aとして、OFDM受信信号周波数スペクトルが第2の人力信号Bとしてそれぞれ選択部19に入力される。

【0066】選択部19は、第1の人力信号Aとして入力されたブランチ#1～#nで生成された伝送路周波数応答を比較し、振幅もしくは電力が最大となる伝送路周波数応答が生成されたブランチを選択する。選択部19は、図2または図3で説明したと同様に構成することができる。この選択部19で選択されたブランチのOFDM受信信号周波数スペクトルおよび伝送路周波数応答は、歪み補償部22に入力される。

【0067】歪み補償部22は、選択部19から出力されたOFDM受信信号周波数スペクトルの歪みを選択部19から出力された伝送路周波数応答を用いて補償する。そして、この歪み補償部22による歪み補償後のOFDM受信信号周波数スペクトルから、復調部20でディジタル信号系列を復調される。

【0068】このように本実施形態では、複数のブランチ#1～#nの中から電力あるいは振幅が最大となる伝送路周波数応答を生成するブランチを選択し、この選択したブランチで得られる伝送路周波数応答を用いてOFDM受信信号周波数スペクトルの歪みを補償し、歪み補償後のOFDM受信信号周波数スペクトルによってディジタル信号系列を復調するため、受信特性が改善される。また、本実施形態によれば第5の実施形態と同様に、歪み補償部が一つで済むため、受信装置が小型化されるという利点がある。

【0069】(第7の実施形態) 図9は、本発明に係るOFDMダイバーシチ受信装置の第7の実施形態を示す図である。本実施形態は、伝送路応答中に含まれる雑音等の歪みを除去するために、図4に示した第2の実施形態における伝送路周波数応答算出部13～15と歪み補償部16～18との間にそれぞれフィルタリング部23～25を挿入した構成となっている。

【0070】本実施形態では、図1と同様の手順でブランチ#1～#nにおいて第1の変換部7～9によりOFDM受信信号周波数スペクトル信号を算出する。伝送路周波数応答算出部13～15は、このOFDM受信信号周波数スペクトルと、参照周波数スペクトル生成部21で生成された、OFDM受信信号周波数スペクトルに対応する参照周波数スペクトルを用いて、各ブランチ#1～#nに固有の伝送路周波数応答を算出する。伝送路周波数応答算出部13～15で算出された各ブランチ#1～#nの伝送路周波数応答はフィルタリング部23～25に入力され、それぞれの受信部4～6で付加された雑音等の歪みが除去される。フィルタリング部23～25によって雑音等の歪みが除去された伝送路周波数応答は、それぞれ歪み補償部16～18に入力される。歪み補償部16～18は、フィルタリング後の伝送路周波数応答を用いて第1の変換部7～9から出力されるOFDM受信信号周波数スペクトルに含まれる歪みを補償す

る。

【0071】第1の変換部7～9で生成されたOFDM受信信号周波数スペクトルと、歪み補償部16～18で生成された歪み補償後のOFDM受信信号周波数スペクトルは、それぞれ第1の人力信号Aおよび第2の人力信号Bとして選択部19に入力される。選択部19は図1に示した第1の実施形態と同様の手順でブランチを選択し、選択されたブランチから第2の人力信号として入力される歪み補償後のOFDM受信信号周波数スペクトルを出力する。復調部20は、選択部19から出力された歪み補償後のOFDM受信信号周波数スペクトルをディジタル信号系列に復調する。

【0072】このように本実施形態によると、伝送路周波数応答算出部13～15と歪み補償部16～18の間にフィルタリング部23～25を挿入することによって、各ブランチ#1～#nで算出される伝送路周波数応答がより正確となる結果、受信特性の劣化をより的確に改善することが可能となる。

【0073】なお、本実施形態は図4に示した第2の実施形態に対してフィルタリング部23～25を追加した構成となっているが、図5および図6に示した第3および第4の実施形態に対して同様にフィルタリング部を追加することも有効である。さらに、図9では各ブランチ#1～#nで一つの参照周波数スペクトル生成部21を共用しているが、図1に示した第1の実施形態のように各ブランチ#1～#n毎に参照周波数スペクトル生成部が含まれる構成としても構わない。

【0074】(第8の実施形態) 図10は、本発明に係るOFDMダイバーシチ受信装置の第8の実施形態を示す図である。本実施形態は、図9に示した第7の実施形態と同様に、伝送路周波数応答に含まれる雑音などの歪みを除去するために、図7に示した第5の実施形態における伝送路周波数応答算出部13～15と選択部19との間にそれぞれフィルタリング部23～25を挿入した構成となっている。

【0075】本実施形態では、図1と同様の手順で#1～#nにおいて第1の変換部7～9によりOFDM受信信号周波数スペクトル信号を算出する。伝送路周波数応答算出部13～15は、このOFDM受信信号周波数スペクトルと、参照周波数スペクトル生成部21で生成されたOFDM受信信号周波数スペクトルに対応する参照周波数スペクトルを用いて、各ブランチ#1～#nに固有の伝送路周波数応答を算出する。

【0076】各ブランチ#1～#nの伝送路周波数応答算出部13～15で算出された伝送路周波数応答はフィルタリング部23～25に入力され、それぞれの受信部4～6で付加された雑音等の歪みが除去される。OFDM受信信号周波数スペクトルと、フィルタリング部23～25によって雑音などの歪みが除去された歪み除去後の伝送路周波数応答は、それぞれ第1の人力信号および

第2の入力信号として選択部19に入力される。選択部19は、図7に示した第5の実施形態と同様の手順でブランチを選択し、選択されたブランチから入力されたOFDM受信信号周波数スペクトルおよび歪み除去後の伝送路周波数応答を出力する。

【0077】歪み補償部22は、選択部19から出力されたOFDM受信信号周波数スペクトルの歪みを選択部19から出力された伝送路周波数応答を用いて補償する。復調部20は、歪み補償部22から出力される歪み補償後のOFDM受信信号周波数スペクトルからデジタル信号系列を復調する。

【0078】このように本実施形態によると、伝送路周波数応答算出部13～15と選択部19との間にフィルタリング部23～25を挿入することで、各ブランチ#1～#nで算出される伝送路周波数応答がより正確になる結果、受信特性の劣化をより的確に改善することが可能となる。

【0079】なお、本実施形態は図7に示した第5の実施形態に対してフィルタリング部23～25を追加した構成となっているが、図8に示した第6の実施形態に対して同様にフィルタリング部を追加することも有効である。さらに、図10では各ブランチ#1～#nで一つの参照周波数スペクトル生成部21を共用しているが、図1に示した第1の実施形態のように各ブランチ#1～#n毎に参照周波数スペクトル生成部が含まれる構成としても構わない。

【0080】＜フィルタリング部について＞図11に、第7または第8の実施形態で用いるフィルタリング部の一構成例を示す。図11のフィルタリング部50は、図9または図10において各ブランチ#1～#nにおける伝送路周波数応答算出部13～15の後段に接続されるフィルタリング部23～25であり、第2の変換部51と伝搬遅延時間測定部52とフィルタリング帯域幅設定部53および帯域幅が可変のフィルタ部54から構成される。

【0081】各ブランチ#1～#nで算出された伝送路周波数応答は、第2の変換部51とフィルタ部54に入力される。第2の変換部51では、入力された伝送路周波数応答が逆フーリエ変換等の変換処理により時間領域の情報、すなわち伝送路時間応答（伝送路インパルス応答）に変換される。この伝送路時間応答は、一般的に遅延プロファイルと呼ばれ、多重電波伝搬環境でのパス数を表す。第2の変換部51の出力である遅延プロファイルは伝搬遅延時間測定部52に入力され、ここで遅延プロファイルから最大遅延時間が測定される。この最大遅延時間の測定結果を基にフィルタリング帯域幅設定部53で帯域幅が決定され、フィルタ部54の帯域幅が設定される。このフィルタ部54によって、伝送路周波数応答がフィルタリングされる。

【0082】このようなフィルタリング部50を持つこ

とで、遅延時間が変化するような伝搬環境においても、伝送路周波数応答に付加されている雑音等の歪みを効率良く除去することが可能となり、もって伝送路周波数応答をより正確に求めることによって受信特性の改善を図ることができる。

【0083】図12を用いて、図11に示したフィルタリング部50における第2の変換部51の動作を説明する。図12(a)に、所望波と一つの遅延波が存在する2波モデル環境下において、各ブランチの伝送路周波数応答算出部13～15で算出される伝送路周波数応答の一例を示す。マルチパス伝搬環境では、周波数選択性フェージング現象を起こし、その間隔は決まった周期で変動するため、これを第2の変換部51で時間領域の情報に変換すると、図12(b)に示すような遅延プロファイルに変換される。これにより電波伝搬環境が把握でき、所望波と遅延波が信号通過帯域内に含まれ、それ以外の成分が除去されるようなフィルタリング帯域幅の設定を行うことができる。

【0084】フィルタリング帯域幅設定部53は、フィルタ部54に対してこのようなフィルタリング帯域幅の設定を行い、このフィルタ部54で伝送路周波数応答がフィルタリングされる。このように必要な成分のみを通し、不要な成分を抑制することで、より正確な伝送路周波数応答を算出することができる。

【0085】（第9の実施形態）図13は、本発明に係るOFDMダイバシティ受信装置の第9の実施形態を示す図である。本実施形態は、図10に示した第8の実施形態に復調部20から出力されるデジタル信号系列を再変調して再変調周波数スペクトルを生成する再変調部31と、この再変調部31から出力される再変調周波数スペクトルと参照周波数スペクトル生成部21から出力される参照周波数スペクトルのいずれかを選択する周波数スペクトル選択部32と、遅延部33～35を追加した構成となっている。

【0086】すなわち、本実施形態のOFDMダイバシティ受信装置では、各ブランチ#1～#nにおいて受信アンテナ1～3で受信されたOFDM信号は受信部4～6に入力され、受信部4～6からガード期間が除去されたベースバンド信号が出力される。受信部4～6の出力は第1の変換部7～9に入力され、高速フーリエ変換等の変換処理によってOFDM受信信号周波数スペクトルに変換される。

【0087】スロット構成を採用したOFDM伝送方式でデジタル信号系列を伝送する通信システムや放送システムにおいて、例えばスロットの先頭に既知データ系列を含むような構成を仮定すると、その既知データ系列のOFDM信号を受信するときは、既知データ系列に相当する参照周波数スペクトルが参照周波数スペクトル生成部21で生成され、生成された参照周波数スペクトル周波数がスペクトル選択部32を介して各ブランチ#



1～#nの伝送路周波数応答算出部13～15に入力される。

【0088】各ブランチ#1～#nの第1の変換部7～9の出力は遅延部33～35に入力され、一単位時間（シンボル時間）だけ遅延される。遅延部33～35は、復調部20で復調されたデジタル信号系列を再変調部31で再変調することによって生じる一単位時間の遅延に同期させるために設けられており、参照周波数スペクトルを用いて伝送路周波数応答を算出する場合には、遅延部33～35の有無は関係とならない。

【0089】第1の変換部7～9から出力されるOFDM受信信号周波数スペクトルと、周波数スペクトル選択部32から出力される参照周波数スペクトルもしくは復調部20により復調されたデジタル信号系列を再変調した再変調周波数スペクトルによって、伝送路周波数応答算出部13～15において伝送路周波数応答が算出される。各ブランチ#1～#nにおいて、伝送路周波数応答算出部13～15で算出された伝送路周波数応答は、受信部4～6で付加された雑音等の歪みを除去するためのフィルタリング部23～25に入力される。フィルタリング部23～25は、伝送路周波数応答に含まれる歪みを除去し、歪み除去後の伝送路周波数応答を出力する。

【0090】フィルタリング部23～25の処理は、図11や図12で説明した内容と同一である。第1の変換部7～9から出力されるOFDM受信信号周波数スペクトルは第1の入力信号Aとして、またフィルタリング部23～25から出力される歪み除去後の伝送路周波数応答は第2の入力信号Bとしてそれぞれ選択部19に入力される。

【0091】選択部19は、第1の入力信号Aとして入力されたブランチ#1～#nで生成されたOFDM受信信号周波数スペクトルを比較し、振幅もしくは電力が最大となるOFDM受信信号周波数スペクトルが生成されたブランチを選択する。選択されたブランチから入力されたOFDM受信信号周波数スペクトルおよび伝送路周波数応答は選択部19から出力され、歪み補償部22に入力される。歪み補償部22は、選択部19から出力されたOFDM受信信号周波数スペクトルの歪みを選択部19から出力された伝送路周波数応答を用いて補償し、歪み補償後のOFDM受信信号周波数スペクトルを出力する。復調部20は、この歪み補償後のOFDM受信信号周波数スペクトルからデジタル信号系列を復調する。

【0092】前述したように、先頭に既知データ系列を含むようなスロット構成で伝送するシステムでは、既知データ系列以降のデータ系列に関して、再度変調処理を再変調部31で行い、周波数スペクトル選択部32を介して各ブランチ#1～#nの伝送路周波数応答算出部13～15に入力する。この処理は一般に判定帰還処理

（デジションディレクテッド処理）と呼ばれ、繰り返行われる。すなわち、時刻kに復調したデジタル信号系列の周波数スペクトルと時刻kに受信したOFDM信号周波数スペクトルから伝送路周波数応答を算出し、この伝送路周波数応答に基づいて、時刻k+1の第1の変換部の出力に含まれる歪みを補償する。

【0093】このように本実施形態によると、動的な伝搬環境においても各ブランチ#1～#nでアップデートな伝送路周波数応答を算出することができ、受信特性の改善が可能となる。

【0094】図14に、図13に示した第9の実施形態に係るOFDMダイバーシチ受信装置の受信特性であるビット誤り率特性を示す。このビット誤り率特性は、変調方式をQPSKとし、横軸にEb/No（dB）、縦軸にビット誤り率BERを定義し、独立2波のマルチパス伝搬環境下（固定2波モデル）で評価した結果である。図中の $\tau$ は2波（所望波と遅延到来波）の到来時間差を示し、D/Uは所望波と不要波（遅延到来波）との電力比を示す。図中で、D/Uが0（dB）の場合と5（dB）の場合をそれぞれ示している。いずれのD/Uでも、本発明のダイバーシチ方式を採用すると、極めて大きな受信特性の改善効果が得られることが判る。

【0095】なお、本実施形態では特に移動受信環境での受信を想定して、図10に示した第8の実施形態に再変調部31と周波数スペクトル選択部32および遅延部33～35を追加した構成となっているが、第1～第6の実施形態に対して再変調部31と周波数スペクトル選択部32および遅延部33～35を追加する構成としてもよい。

#### 【0096】

【発明の効果】以上詳細に説明したように、本発明によればOFDM受信信号周波数スペクトルまたは伝送路周波数応答の電力もしくは振幅が最大となるダイバーシチブランチを選択してダイバーシチ受信を行うことによって、多重反射伝搬環境で生じる受信特性の劣化を改善することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明に係るOFDMダイバーシチ受信装置の第1の実施形態を示すブロック図

【図2】 本発明に係るOFDMダイバーシチ受信装置における選択部の第1の構成例を示すブロック図

【図3】 本発明に係るOFDMダイバーシチ受信装置における選択部の第2の構成例を説明するための図

【図4】 本発明に係るOFDMダイバーシチ受信装置の第2の実施形態を示すブロック図

【図5】 本発明に係るOFDMダイバーシチ受信装置の第3の実施形態を示すブロック図

【図6】 本発明に係るOFDMダイバーシチ受信装置の第4の実施形態を示すブロック図

【図7】 本発明に係るOFDMダイバーシチ受信装置

の第5の実施形態を示すブロック図

【図8】 本発明に係るOFDMダイバーシチ受信装置の第6の実施形態を示すブロック図

【図9】 本発明に係るOFDMダイバーシチ受信装置の第7の実施形態を示すブロック図

【図10】 本発明に係るOFDMダイバーシチ受信装置の第8の実施形態を示すブロック図

【図11】 本発明に係るOFDMダイバーシチ受信装置におけるフィルタリング部の一構成例を示すブロック図

【図12】 図11のフィルタリング部の動作説明図

【図13】 本発明に係るOFDMダイバーシチ受信装置の第9の実施形態を示すブロック図

【図14】 本発明に係るOFDMダイバーシチ受信装置の効果を説明するための受信特性図

【符号の説明】

1～3…受信アンテナ

4～6…受信部

7～9…第1の変換部

10～12, 21…参照周波数スペクトル生成部

13～15…伝送路周波数応答算出部

16～18, 22…歪み補償部

19…選択部

20…復調部

23～25…フィルタリング部

31…再変調部

32…周波数スペクトル選択部

33～35…遅延部

41～43…合成部

44…比較部

45…セレクト部

50…フィルタリング部

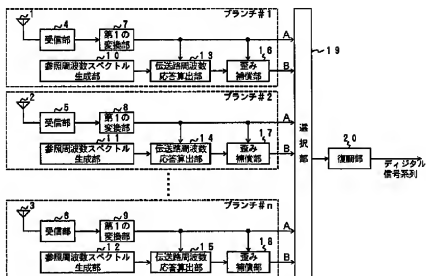
51…第2の変換部

52…伝搬遅延時間測定部

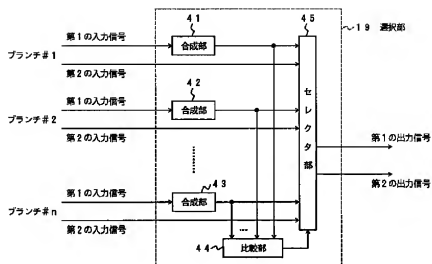
53…フィルタリング帯域幅設定部

54…フィルタ部

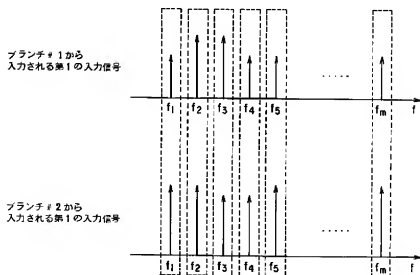
【図1】



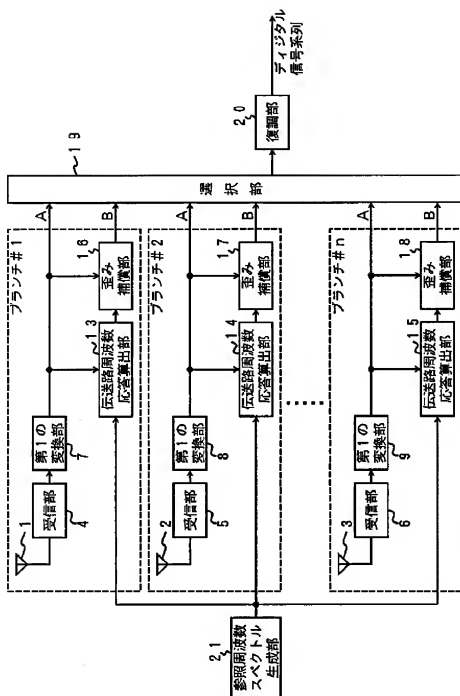
【図 2】



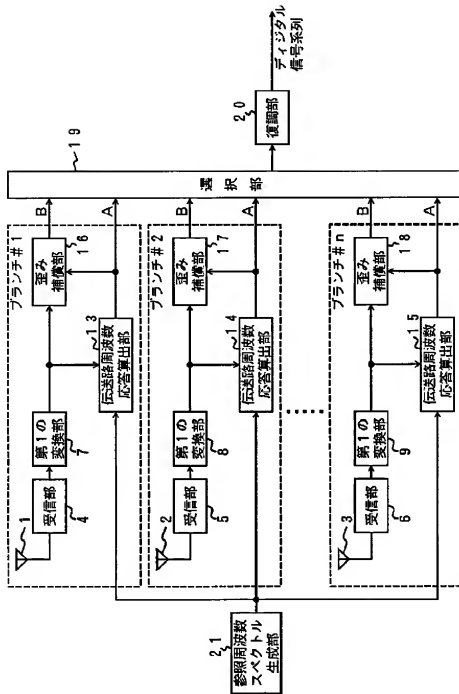
【図 3】



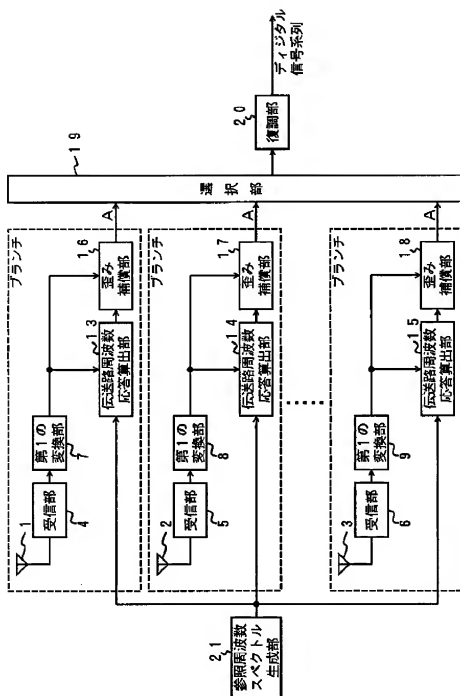
【図 4】



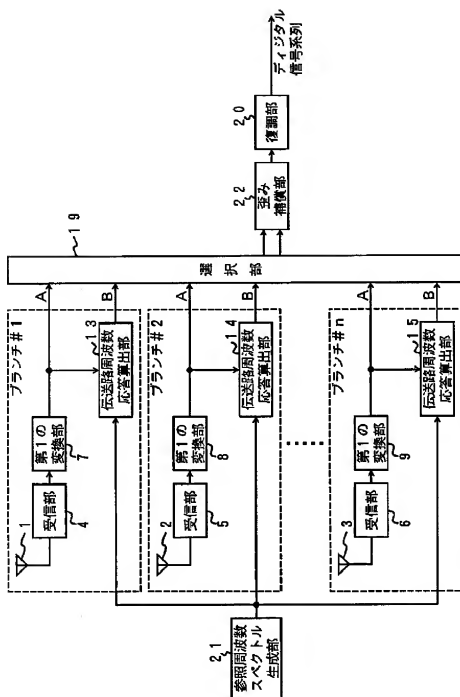
【図5】



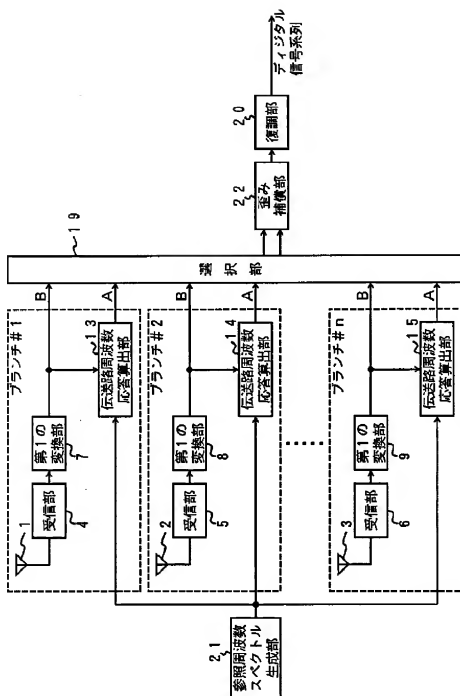
【図6】



【図7】

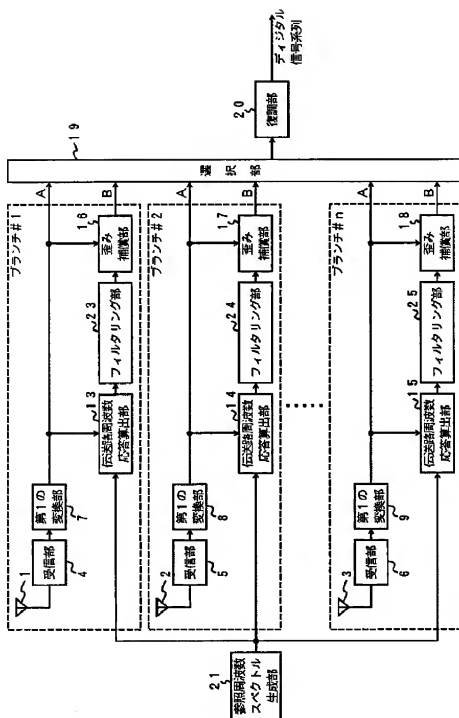


【図8】

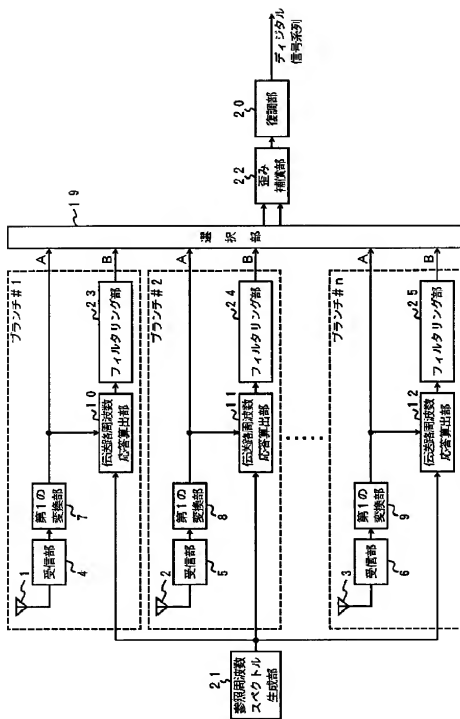




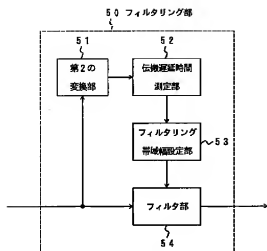
【図9】



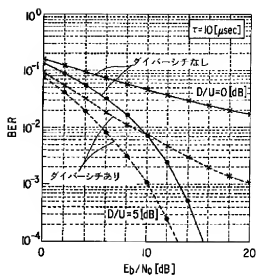
【図10】



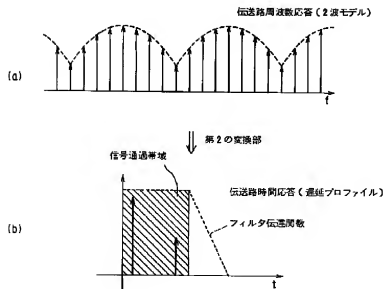
【図11】



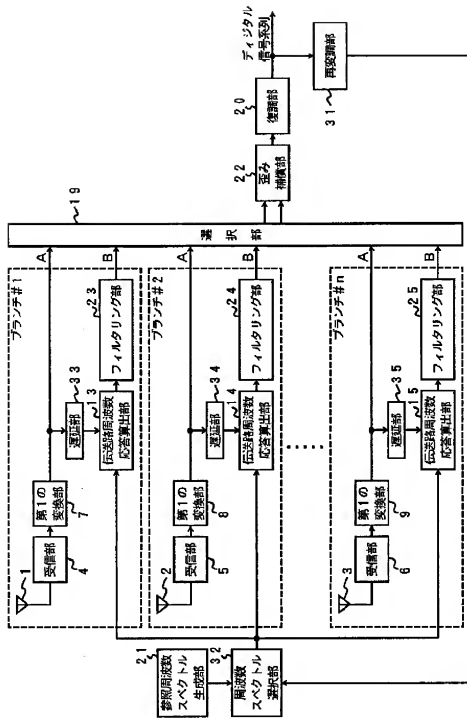
【図14】



【図12】



【図13】



**JP11252037A**

**EQUIPMENT AND METHOD FOR ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEX COMMUNICATION**

Publication number : JP11252037A

Date of publication of application : 17.09.1999

Application number : 11-000157

Applicant : LUCENT TECHNOLOG INC

Date of filing : 04.01.1999

Inventor : D J RICHARD

**Abstract:**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To perform operation at a whose back rate such as minimizing the change of a hardware by using the set of a symbol length, guard time and N pieces of sub carriers in a first mode and using the same set of symbol length, guard time and N pieces of sub carriers in a second mode.

**SOLUTION:** An encoder circuit 1 receives a data stream, divides the data stream into the blocks of continuous groups or bits and introduces redundancy for forward error correction encoding. The block of encoded data bits becomes an input to a high-speed inverse Fourier transforming circuit of complex at N points (N is the number of orthogonal frequency division multiplex sub carriers.) While using phase shift keying of four phase, an IFFT is executed on 2N pieces of encoded data bit blocks received from the encoder circuit 1. A control circuit 4 controls a cyclic prefixer 3 and switches the guard time and symbol period as needed.

特開平11-252037

(43)公開日 平成11年(1999)9月17日

(51)Int.Cl.<sup>5</sup>

H 0 4 J 11/00

識別記号

F I

H 0 4 J 11/00

Z

審査請求 有 請求項の数11 O L (全 5 頁)

(21)出願番号 特願平11-157

(22)出願日 平成11年(1999)1月4日

(31)優先権主張番号 9 8 2 0 0 0 1 0 . 1

(32)優先日 1998年1月6日

(33)優先権主張国 ヨーロッパ特許庁 (E P)

(71)出願人 596077259

ルーセント テクノロジーズ インコーポ  
レイテッド  
Lucent Technologies  
Inc.アメリカ合衆国 07974 ニュージャージー  
マレーヒル、マウンテン アベニュー  
600-700(72)発明者 ディー、ジェー、リチャード  
オランダ、シージー デ ミアーン  
3454、メアヴェルドラン 24

(74)代理人 弁理士 三俣 弘文

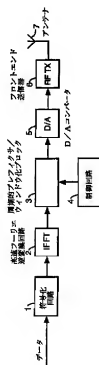
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 直交周波数分割多重通信装置とその方法

(57)【要約】

【課題】 送信器または受信器のハードウェアの変更を最小にながらホールバック（代替）レートで動作する装置を提供する。

【解決手段】 本発明によれば、第1シグナリングモード（正常モード）は、シンボル長さ $T$ と、ガードタイム $T_G$ と、 $N$ 個のサブキャリアのセットとを用い、第2モード（ホールバックモード）は、シンボル長さ $KT$ と、ガードタイム $KT_G$ と、 $N$ 個のサブキャリアの同一のセットを用いる。ここで $K$ は2以上の整数とする。本発明により、バンド幅とFFTのサイズを変更することなく、ビットレートを下げるだけで、範囲と遅延拡散許容度を増加させることができる。さらにまた、このホールバックレートを用いて、多重アクセスの機能を与えることができる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 時間Tの間、直交するサブキャリアの組と、前記サブキャリアの重ね合わせにより表される情報搬送シンボルとを用いる直交周波数分割多重通信装置において、

前記装置は、前記各シンボルの持続時間がKTであるような複数のシンプリングモードのうちのひとつのモードで動作し、ここでKは正整数であり、

前記複数のモードのうち異なるモードは、異なるKを用いるが、同一のサブキャリアの組を用いることを特徴とする直交周波数分割多重通信装置。

【請求項2】 前記複数のモードのうちの1つのモードは、 $K=1$ であることを特徴とする請求項1記載の装置。

【請求項3】 ガードタイムが隣接するシンボルの間に挿入され、

前記ガードタイムの長さは、より大きな値のKのモードよりも大きいことを特徴とする請求項1または2記載の装置。

【請求項4】 前記ガードタイムの長さは $KT_G$ であり、前記 $KT_G$ は、前記複数のモードの全てに対して同一であることを特徴とする請求項3記載の装置。

【請求項5】 前記装置は受信器であり、前記受信器は前記サブキャリアの重ね合わせから前記シンボルを再生するフーリエ変換手段(14)と、

Kが2以上のモードで動作するときには、持続時間がTのK個の連続する期間の間の平均を取る平均化手段(15)と、を有することを特徴とする請求項1ないし4のいずれかに記載の装置。

【請求項6】 前記平均化手段(15)は、前記フーリエ変換手段(14)の上流側に接続され、

この前記平均化手段(15)は、持続時間KTのサブキャリアの重ね合わせを受信し、平均された重ね合わせを前記フーリエ変換手段(14)への入力として取り出すことを特徴とする請求項5記載の装置。

【請求項7】 前記装置は送信器であり、前記送信器は、シンボルを表すサブキャリアの重ね合わせを受信し前記重ね合わせのK倍の繰り返しを取り出すことを特徴とする請求項1ないし4のいずれかに記載の装置。

【請求項8】 時間Tの間、直交するサブキャリアの組と、前記サブキャリアの重ね合わせにより表される情報搬送シンボルとを用いる直交周波数分割多重通信方法において、

前記各シンボルの持続時間がKTであるような所定の複数のシンプリングモードのうちのひとつのモードを選択するステップを含むことを特徴とする直交周波数分割多重通信方法。

【請求項9】 前記複数のモードのうちの1つのモードは、 $K=1$ であることを特徴とする請求項8記載の方法。

【請求項10】 ガードタイムが隣接するシンボルの間に挿入され、

前記ガードタイムの長さは、より大きな値のKのモードよりも大きいことを特徴とする請求項8または9記載の方法。

【請求項11】 前記ガードタイムの長さは $KT_G$ であり、ここで $KT_G$ は前記複数のモードの全てに対して同一であることを特徴とする請求項10記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、通信システムに関し、特に直交周波数分割多重化(Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM)変調系に関する。

【0002】

【従来の技術】 OFDMは、N個のデータシンボルを1/Tの周波数間隔により分離されたN個の直交サブキャリアにマッピングするブロック指向の変調系である。ここでTは、シンボルの持続時間すなわちサブキャリアが直交している時間を意味する。マルチキャリア伝送システムは、OFDM変調を用いて複数のサブキャリア(トーンまたはビンとも称する)を介して、並列に複数のデータビットを送信する。このマルチキャリア伝送の重要な利点は、伝送チャネルにおける信号分散(すなわち遅延拡散)に起因するシンボル間干渉は、後続のシンボルを伝送する間にガードタイム間隔 $T_G$ を挿入することにより減少あるいは除去することができる点である。このためシングルキャリアシステムで必要とされるようなイコライザ(等化器)を取り除くことができる。これは、OFDMは、シングルキャリア変調系に対し大きな利点である。ガードタイムにより、意図した信号の後に受信器に到達する各シンボルの遅延コピーは、後続のシンボルを受信する前に消失することができる。このようなOFDMの魅力的な点については、等化することなし(等化器なし)にマルチチャネル伝送の欠点を克服できることである。

【0003】 シンボル・ブロックとベースバンドのキャリア信号との間の変換は、通常高速フーリエ変換(FFT)技術を用いて実行することができる。このOFDMに関する議論は Alard and Lasalle 著の EBU Technical Review, no. 224, August 1987, Pages 168-190 を参照のこと。様々な通信環境に対してOFDMの利点を与えるようなフレキシブルなOFDMシステムが必要とされている。米国特許出願 08/834684 においては、OFDMを用いてデータレートを変換(スケール)するいくつかの技術を開示している。このスケール方法は、クロックレートと、FFTのサイズと、符号化レートと、信号点配置サイズと、ガードタイムを変更することが関与している。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】 本発明の目的は、ハー

ドウェアの変更を最小にするような、ホールバック（代替）レートで動作する装置を提供する。

#### 【0005】

【課題を解決するための手段】本発明の一実施例によれば、第1シグナリングモード（正常モード）は、シンボル長さ $T$ と、ガードタイム $T_g$ と、 $N$ 個のサブキャリアのセットを用い、第2モード（ホールバックモード）は、シンボル長さ $KT$ と、ガードタイム $KT_g$ と、 $N$ 個のサブキャリアの同一のセットを用いる。ここで $K$ は2以上の整数とする。

【0006】本発明により、バンド幅とFFTのサイズを変更することなく、ビットレートを下げるだけで、範囲と遅延拡散許容度を増加させることができる。さらにまた、このホールバックレートを用いて、多重アクセスの機能を与えることができるが、ホールバックレートをを用いることは必ずしもスペクトラル効率を悪化させることにはならない。

#### 【0007】

【発明の実施の形態】図1は、シンボル期間 $T$ とガードタイム $T_g$ をもって伝送されたOFDMシンボルを表す。ガードタイム $T_g$ の目的は、分散あるいはマルチパス干渉（総称して以下「遅延拡散」と称する）に起因する連続するシンボル間の干渉を吸収すること、および、このような干渉を受けずにシンボルを受信するためのシンボル持続期間 $T$ を残すためである。ある条件下ではあるいはある種のアプリケーションにおいては、ガードタイム $T_g$ は遅延拡散を吸収するには不十分である場合がある（図1を参照のこと）。より長い期間が必要なこと、すなわち再生された信号内でより高いSN比が必要とされることがある。

【0008】ガードタイム $T_g$ を増加させることは、範囲には影響を及ぼさないが、より長い遅延拡散を吸収できる。クロックレートを減らすことは、ガードタイム $T_g$ とシンボル期間 $T$ を増加させる1つの方法ではあるが、しかしサブキャリア間の周波数間隔 $1/T$ を減少させてしまう。このことはチャネルの全体のバンド幅をそれに比例して減少させる。そのため、エリアス信号を除去するのに必要なフィルタを適応型にしなければならず、そのためハードウェアを変更する必要があることを意味している。

【0009】図2は、2倍のシンボル期間 $2T$ と2倍のガードタイム $2T_g$ をもって伝送されるシンボルを示す。この場合、ガードタイムは2倍であり、図に示したシンボル間干渉を吸収できる。シンボル期間が2倍になっているためにSN比および範囲は改善される。しかし、サブキャリアの周波数は、半分にすることができず、またこのことはクロック・レートについても当てはまる。サブキャリアの同一の組は $1/T$ だけ分離（ $1/2T$ で分離せず）して用いられる。そのため、チャネルの全体のバンド幅はサブキャリアの周波数の拡散により

主に決定され、個々のサブキャリアの幅によりきわめて小さな量に維持されるため、実質的に変化しない。

【0010】OFDMシンボルに対しては、信号は $T$ 秒（ここで $T$ はFFTの間隔）後に繰り返すので、受信したシンボルの2つの異なる部分に対し各 $T$ 秒の長さにおいて2回のFFT処理をすることが可能となる。2つのFFTの出力は同一のデータを搬送しているが、異なるノイズを持っているためにそれらは、SN比が3dB増加することになる。FFTは線形操作であるために、 $T$ 秒間隔の間まず平均し、この平均された信号を1個のFFTへの入力に用いることができる。このスキームは容易に他のデータレートに拡張することができる。一般的に最高のビットレート以下に $K$ 倍であるレートは、シンボル期間を $K$ 倍拡張することにより生成される。シンボルごとに $K$ 回のFFT処理を行うことにより、 $K$ の処理ゲインが得られ、範囲が増加する。

【0011】同時に1秒あたりの操作の観点から処理量はホールバックレートに対しては減少する。その理由は平均化された処理はFFTよりもはるかに少ない処理となるからである。例えば64点のFFTで2 $\mu$ sのシンボル期間のOFDMモデムの場合を考えてみる。64点のFFTは、約192個の複素乗算と加算を必要とし、その結果処理ロードは96M（百万）演算である。1回の演算は1回の複素乗算とプラス1回の加算として定義される。シンボル期間が2倍になり、ホールバックレートを増加させると、4 $\mu$ sにおいて64回の加算と64点のFFTが行われる。このため処理ロードは、

$(192 + 64) / 4 \mu s = 64$ M演算となる。実際にはこの数字は悪く見積もりすぎている。その理由は余分の加算が乗算として同一の重みを与え、一方それらはハードウェアで行われる場合には、あまり複雑ではないからである。加算は、受信器のほんの一部であり、フルクロックレートで行われる。FFTとFFTの後全ての処理（チャネル予測と復号化）はもとのレートよりも $K$ 倍遅いレートで行われ、これにより電力消費を低減する。

【0012】図3は、データビットのストリームを受信するOFDM送信器を示す。符号化回路1はデータストリームを受信し、それを連続するグループまたはビットのブロックに分ける。符号化回路1は順方向エラー修正符号化用の冗長性を導入する。

【0013】符号化データビットのブロックは、 $N$ 点の複素数の高速フーリエ逆変換回路2への入力である。ここで $N$ はOFDMサブキャリアの数である。この実施例においては、4相の位相シフトキーイング（quaternary phase-shift keying：QPSK）を用いてIFFTが符号化回路1から受信した $2N$ 個の符号化データビットのブロック上で実行される。実際には送信器は送信器の後続のローパスフィルタ処理に起因して、不要な周波数ひずみ（意図する否かに関わらず）を導入するための



エイリアシングなしにスペクトラムを生成するためにオーバーサンプリングを用いなければならない。オーバーサンプリングを行うために、N点のIFFTの代わりにM点のIFFTが実際に行われる。ただし、 $M > N$ である。これらの2N個のビットが1個の複素数に変換され、 $M - N$ の入力値は0に設定されたままである。

【0014】シンボル間干渉に対する感受性を低減するために、周期的プレフィクス/ウィンドウ化ブロック3がOFDMシンボルの最後の部分をコピーして、それをOFDMシンボルのコピーされた部分にプレフィックスすることによりOFDMシンボルを増加 (augment) する。これはサイクリックプレフィクシングと称する。制御回路4は周期的プレフィクス/ウィンドウ化ブロック3を制御して、必要によりガードタイムとシンボル期間を適宜それらの通常値 $T_g$ と $T$ の値の間で切り替え、且つホールバック値を $K T_g$ と $K T$ の値で切り替える。このホールバック値を与えるためにサイクリックプレフィクスはOFDMシンボルを $K - 1$ のコピーでもって増加 (augment) しプレフィックスに加える。これは通常のプレフィックスの長さのK倍である。

【0015】スペクトラムサイドローブを低減するために、周期的プレフィクス/ウィンドウ化ブロック3は徐々にロールオフするパターンをOFDMシンボルの振幅に加えることによりOFDMシンボルに対し、ウィンドウを実行する。このOFDMシンボルはA/Dコンバータに入力され、その後フロントエンド送信器6に送信され、このフロントエンド送信器6がベースバンド波形を適宜RFキャリア周波数に変換してアンテナ7から送信する。

【0016】図4において、送信されたOFDM信号はアンテナ10を介してOFDM受信器により受信される。このOFDM信号は、受信回路11を用いて処理 (ダウンコンバート) される。この処理されたOFDM信号はA/Dコンバータ12に入力される。このデジタルOFDM信号をシンボルタイミング回路13が受信し、このシンボルタイミング回路13がOFDMシンボルタイミングを得てタイム信号を高速フーリエ変換回路14と積分回路/ダンプフィルタ15に与える。積分回路/ダンプフィルタ15はT秒だけ分離されたK個のサンプルを加える。フィルタのメモリ (M個のサンプルの遅延ライン) からなる (ここでMはFFTのサイズである) は、各新たなシンボルの開始時にクリアされる。このリセット時間はシンボルタイミング回路13によって示され、それはすでに通常のOFDM受信器内に入力され、FFT開始のスタートを表す。制御回路16は平均間隔の $\Delta K$ を設定する。

【0017】別の実施例においては、積分回路/ダンプフィルタ15は高速フーリエ変換回路14の前ではなく後ろに置くこともできる。この場合、各シンボルに対してはK個の連続するFFTの出力が平均化される。しか

し、処理負荷は増加する。その理由は、FFTは常に最大のクロックレートで動かなければならないからである。

【0018】高速フーリエ変換回路14により生成されたシンボルのシーケンスは、従来の復号化回路17に入力されデータ出力信号を生成する。

【0019】ホールバックレートがもとのレートよりもK倍遅いレートで用いられる場合には上記の方法はもとのバンド幅よりもK倍小さいバンド幅を有するサブキャリアを生成する。かくして全部の信号のバンド幅は変化しないが、各サブキャリアのバンド幅は小さくなる。これにより同一のバンドで最大K人のユーザまで周波数分割多重アクセスをすることが可能となる。各ユーザはそのキャリア周波数を $1/KT$ の異なる倍數だけシャフトして、他のユーザとの直交性を維持しなければならない。例として64個のサブキャリアが1MHzのサブキャリアのスペースでもって用いられた場合には、ホールバックレートを $K = 4$ として用いた場合には同一のチャネルに4人のユーザを受け入れることが可能である。これら全ての4人のユーザは、同一の伝送送受信系を用いるが、そのキャリア周波数は0、250、500、750kHzでそれぞれオフセットし、すなわち一般的には $n/KT$ として表される量だけオフセットする。 $n$ の値はKを方とする値で異なる。

【0020】前掲の特許出願においては制御回路4、16は外部設定および/または信号の品質をモニタする結果に応じている。同時に前掲の特許出願に議論されているように通信システムのアップリンクとダウンリンクで異なるモードを用いることも可能である。

【0021】なお、特許請求の範囲に記載した参照番号は発明の容易なる理解のために、発明を限定的に解釈すべきものではない。

【図面の簡単な説明】

【図1】 $K = 1$ のモードのOFDMシンボルの伝送状態を表す図。

【図2】本発明による $K = 2$ のモードのOFDMシンボルの伝送状態を表す図。

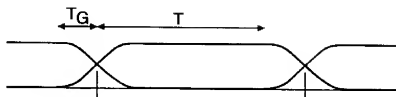
【図3】本発明による送信器を表すブロック図。

【図4】本発明による受信器を表すブロック図。

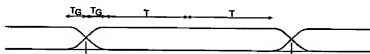
【符号の説明】

- 1 符号化回路
- 2 高速フーリエ変換回路
- 3 周期的プレフィクス/ウィンドウ化ブロック
- 4、16 制御回路
- 5 D/Aコンバータ
- 6 フロントエンド送信器
- 7、10 アンテナ
- 11 受信回路
- 12 A/Dコンバータ
- 13 シンボルタイミング回路

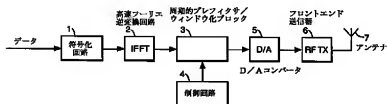
【図1】



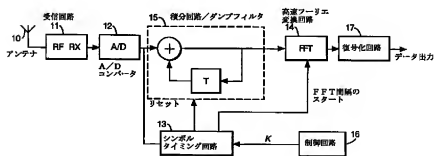
【図2】



【図3】



【図4】



フロントページの続き

(71)出願人 596077259

600 Mountain Avenue,  
Murray Hill, New Jersey  
07974-0636 U. S. A.

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-092009

(43)Date of publication of application : 31.03.2000

(51)Int.Cl.

H04J 1/00  
H04B 1/713

(21)Application number : 10-247307

(71)Applicant : SONY CORP

(22)Date of filing : 01.09.1998

(72)Inventor : SAKOTA KAZUYUKI  
SUZUKI MITSUHIRO  
YAMAURA TOMOYA

(30)Priority

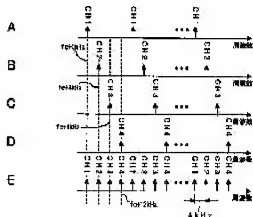
Priority number : 10197574 Priority date : 13.07.1998 Priority country : JP

## (54) COMMUNICATION METHOD, TRANSMITTER AND RECEIVER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To allow each receiver or the like to apply communication processing to information with a required minimum processing quantity of itself in the case of multiplexing channels for communication through various transmission routes by each by adopting special arrangement for transmission symbols for each channel on a frequency axis.

SOLUTION: Subcarriers are allocated on a frequency axis for each channel as shown in the following: the subcarriers for a channel 1 are allocated with spacing of 16 kHz from a reference frequency  $f_c$  (shown in Fig. A), the subcarriers for a channel 2 are allocated with spacing of 16 kHz from a frequency shifted by 4 kHz from the reference frequency  $f_c$  (shown in Fig. B), the subcarriers for a channel 3 are allocated with spacing of 16 kHz from a frequency shifted by 8 kHz from the reference frequency  $f_c$  (shown in Fig. C), and the subcarriers for a channel 4 are allocated with spacing of 16 kHz from a frequency shifted by 12 kHz from the reference frequency  $f_c$  (shown in Fig. D). Signals of each channel are transmitted as a radio wave to



cause the subcarriers to be allocated on a radio transmission channel with spacing of 4 kHz (shown in Fig. E) resulting that signals of the 4 channels are multiplexed and transmitted in one transmission band.

(19) 日本国特許庁 (J P)

## (12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2000-92009

(P2000-92009A)

(43) 公開日 平成12年3月31日 (2000. 3. 31)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テーマコード* (参考)
H 0 4 J	1/00	H 0 4 J	1/00
H 0 4 B	1/713	13/00	E

審査請求 未請求 請求項の数19 ○ L (全 25 頁)

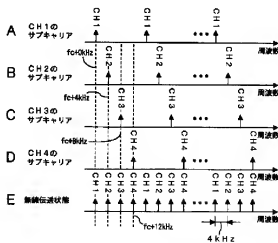
(21) 出願番号	特願平10-247307	(71) 出願人	000002185 ソニー株式会社 東京都品川区北品川 6 丁目 7 番35号
(22) 出願日	平成10年9月1日 (1998. 9. 1)	(72) 発明者	迫田 和之 東京都品川区北品川 6 丁目 7 番35号 ソニ 株式会社社内
(31) 優先権主張番号	特願平10-197574	(72) 発明者	鈴木 三博 東京都品川区北品川 6 丁目 7 番35号 ソニ 株式会社社内
(32) 優先日	平成10年7月13日 (1998. 7. 13)	(72) 発明者	山浦 智也 東京都品川区北品川 6 丁目 7 番35号 ソニ 株式会社社内
(33) 優先権主張国	日本 (J P)	(74) 代理人	100080883 弁理士 松隈 秀盛

## (54) 【発明の名称】 通信方法、送信機及び受信機

## (57) 【要約】

【課題】 様々な伝送レートで通信を行うチャンネルを多重化した際に、各通信は、自らが必要となる必要最低限の処理量をもって、情報の受信などの通信処理を可能とする。

【解決手段】 所定の帯域に複数のチャンネルを設定し、設定したそれぞれのチャンネルでの無線通信を、複数のサブキャリアに送信シンボルを分散させたマルチキャリア信号で行うと共に、各チャンネルでの送信シンボルの周波数軸上での配置を、基準となる周波数間隔に対して2のN乗おき (Nは正の任意の整数) に配置した。



各チャンネルのサブキャリア配置例

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 所定の帯域に複数のチャンネルを設定し、

設定したそれぞれのチャンネルでの通信を、複数のサブキャリアに送信シンボルを分散させたマルチキャリア信号で行うと共に、

各チャンネルでの送信シンボルの周波数軸上での配置を、基準となる周波数間隔に対して2のN乗おき(Nは正の任意の数)に配置した通信方法。

【請求項2】 請求項1記載の通信方法において、上記通信は無線通信である通信方法。

【請求項3】 請求項1記載の通信方法において、送信するデータのビットレートに応じて、上記Nの値を可変設定した通信方法。

【請求項4】 請求項1記載の通信方法において、基地局と端末装置との間の通信に適用し、基地局から送信される下りチャンネルの1チャンネルをパイロットチャンネルとして確保し、残りのチャンネルをトラフィックチャンネルとし、基地局では、上記パイロットチャンネルで既知信号の送信を行い、

端末装置では、パイロットチャンネルで受信されたシンボルを用いて、上記トラフィックチャンネルで受信したシンボルの伝送路の等化処理を行って、その等化処理されたシンボルの同期検波を行う通信方法。

【請求項5】 請求項1記載の通信方法において、伝送される信号を、チャンネル単位又は周波数単位で周波数ホッピングさせる通信方法。

【請求項6】 所定の帯域に複数のチャンネルを設定し、

設定したそれぞれのチャンネルでの通信を、複数のサブキャリアに送信シンボルを分散させたマルチキャリア信号で行うと共に、

各チャンネルに割り当てられるサブキャリアとして、所定数毎のサブキャリアを使用し、

各チャンネルに割り当てられているサブキャリアの隣り合うものどうして差動変調を行った後に送信し、受信側では、隣り合うものどうして差動復調を行う通信方法。

【請求項7】 請求項6記載の通信方法において、送信側で、各チャンネルに割り当てられているサブキャリアの隣り合うものどうして差動変調を行う代わりに、周波数軸上で隣り合うサブキャリア間で差動変調を行い、受信側で、各チャンネルに割り当てられているサブキャリアの隣り合うものどうして差動復調を行う代わりに、周波数軸上で隣り合うサブキャリア間で差動復調を行う通信方法。

【請求項8】 複数のサブキャリアに送信シンボルを分散させたマルチキャリア信号を生成させると共に、上記マルチキャリア信号の1チャンネル内での送信シン

ボルの周波数軸上での配置を、基準となる周波数間隔に対して2のN乗おき(Nは正の任意の数)とし、生成されたマルチキャリア信号を所定の帯域内に設定した複数のチャンネルの内の所定のチャンネルとして送信する送信機。

【請求項9】 請求項8記載の送信機において、送信するデータのビットレートに応じて、上記Nの値を可変設定する送信機。

【請求項10】 請求項8記載の送信機において、複数のチャンネルの送信シンボルを個別に生成させた後、1シンボル毎に各チャンネルのシンボルを並べて多重シンボル列を生成し、生成された多重シンボル列に一括してマルチキャリア信号生成処理を行い、

複数のチャンネルを一括して送信処理を行う送信機。

【請求項11】 請求項8記載の送信機において、送信シンボルを生成し、生成した送信シンボルを時間軸上での信号として取り出した後に、自局に割り当てられたチャンネルに相当する周波数オフセット分を送込む処理を行う送信機。

【請求項12】 請求項8記載の送信機において、送信される複数のチャンネルの内の1つのチャンネルをパイロットチャンネルとして既知信号を送信処理し、残りのチャンネルをトラフィックチャンネルとして送信処理する送信機。

【請求項13】 請求項8記載の送信機において、生成されたマルチキャリア信号を、チャンネル単位又は所定周波数帯域単位で周波数ホッピングさせる周波数ホッピング手段を備えた送信機。

【請求項14】 複数のサブキャリアに送信シンボルを分散させたマルチキャリア信号を受信し、1チャンネル内で受信した送信シンボルを、基準となる周波数間隔に対して2のN乗おき(Nは正の任意の数)の周波数間隔で受信処理する受信機。

【請求項15】 請求項14記載の受信機において、受信した信号より通信に用いられた帯域幅で送信されてきた全シンボル群の内、送信側が送信している通信チャンネルのシンボルのみを抽出し、この抽出したシンボルをチャンネルデコーダに供給してデコードする受信機。

【請求項16】 請求項14記載の受信機において、受信信号の帯域幅により決定されるサンプリングレートにより受信信号のサンプリングを行い、サンプリングされたシンボルを互いに加算もしくは減算することにより、所望の受信チャンネルを選択して、後段に出力するシンボル数を減少させて、受信時の最大ビットレートにより決定される必要最小限のサンプリングレートとし、この必要最小限のサンプリングレートのシンボル数の受信データを受信処理する受信機。

【請求項17】 請求項16記載の受信機において、上記受信データを受信処理する受信処理手段は、最大ビットレートにより決定される処理能力を備え、上記最大ビットレートよりも低いビットレートでの通信を行う際には所望のビットのみを抽出する受信機。

【請求項18】 請求項14記載の受信機において、パイロットチャンネルの受信処理手段と、トラフィックチャンネルの受信処理手段とを備え、

上記パイロットチャンネルの受信処理手段で受信された既知信号のシンボルを用いて、上記トラフィックチャンネルの受信処理手段で、トラフィックチャンネルの受信シンボルの伝送路の等化処理を行う受信機。

【請求項19】 請求項14記載の受信機において、受信した信号を、チャンネル単位又は所定周波数帯域単位で周波数ホッピングさせる周波数ホッピング手段を備えた受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、例えばセルラ方式による無線電話システムなどの無線通信システムに適用して好適なデジタル無線通信における通信方法と、その通信方法を用いた送信機及び受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】従来、無線電話システムなどのように、広い周波数帯域を複数のユーザでシェアして効率良く通信を行う通信方式としては、例えばDS-SSDMA(Direct Sequence-Code Division Multiple Access)方式がある。このDS-SSDMA方式では、送信信号系列を符号により拡散(乗算)し、広帯域信号を生成してこれを送信する。また、受信側では、送信側と同一の拡散符号と受信信号を乗算することにより、逆拡散と呼ばれる効果を得て、受信信号の中から所望の信号成分のみを抽出する。

【0003】図27は、従来のDS-SSDMA方式を適用したセルラ無線通信システムにおける送信構成を示す。入力端子1に得られる情報ビットストリームは、コーディング部2で符号化ならびにインターリーブなどの処理が施された後に、乗算器3に供給されて、端子3に得られるチャンネル割当ての目的のコードが乗算されて拡散される。拡散されたビットストリームは、次段の乗算器4で、端子4aに得られるロングコードによりランダム化された後、シンボルマッピング部5で送信シンボルマッピングされる。このマッピング方法は、通信方式により様々な手法がある。

【0004】シンボルマッピング部5でマッピングされた送信信号は、必要により加算器6で他の系の送信信号と多重化されて、送信処理部7に供給されて、変調などの高周波処理が行われた後、無線伝送を行う周波数帯域に周波数変換されて、アンテナ8から無線伝送される。

【0005】ここで入力端子1に得られる情報ビットス

トリームが例えば8kbpsであるとする、コーディング部2で符号化率1/2で符号化されて、符号化ビットのビットレートが16kbpsになり、乗算器3で拡散率64で拡散すると、1024kbps(cpsはChip Per Second)のビットストリームになる。情報ビットストリームのビットレートが異なる場合には、乗算器3での拡散率を変化させれば、送信信号のビットレートを一定にすることができる。

【0006】また、加算器6で加算する他の送信系についても、加算器6に供給される送信信号のビットストリームが一定であれば、各送信系のコーディング部2に供給される情報ビットストリームとして、種々のものを混在させることができる。

【0007】次に、従来のDS-SSDMA方式で送信処理された信号を受信する構成を、図28を参照して説明する。アンテナ11で受信した所定の周波数帯域の信号を、受信処理部12で中間周波信号などに周波数変換し、この周波数変換された受信信号を復調して、ベースバンドのシンボル系列を得る。このシンボル系列の中から、ビット抽出部13で受信ビットストリームを抽出する。抽出された受信ビットストリームは乗算器14に供給して、端子14aに得られるロングコードの乗算を行ってデスクランブルすると共に、その乗算器14の乗算出力を乗算器15に供給して、端子15aに得られる逆拡散コードの乗算を行って逆拡散処理を行い、符号化ビットストリームを得る。そして、その符号化ビットストリームをデコード部16でデコードして、情報ビットストリームを端子17に得る。

【0008】上述した8kbpsの情報ビットストリームが、1024kbpsのビットストリームとして送信されている場合の信号を、図28の構成で受信する場合には、乗算器15で逆拡散率64で逆拡散されて、8kbpsの情報ビットストリームが得られる。また、端子15aに得られる逆拡散コードの逆拡散率を変化させれば、他のビットレートの情報ビットストリームにも対応できる。

【0009】ここまでの説明では、DS-SSDMA方式で複数のビットレートの情報ビットストリームを混在させて無線伝送する場合について説明したが、TDMA(Time Division Multiple Access)方式で無線伝送する場合にも、複数のビットレートの情報ビットストリームを混在させることが可能である。図29は、1フレームがスロット1からスロット8までの8タイムスロットで構成される8TDMA構造の場合の1フレーム構造を示した図である。

【0010】ここで、1スロット当たりの伝送レートが8kbpsである場合のスロット割当てを想定すると、例えば伝送レート8kbpsのユーザA、Bには、それぞれスロット1、2を割当て、そのスロット1又は2で伝送レート8kbpsの通信を行う。また、伝送レートが16kbpsのユーザCには、スロット3とスロット4の2スロットを

割当て、16kbpsの通信を行う。また、伝送レートが32kbpsのユーザDには、スロット5～スロット8の4スロットを割当て、32kbpsの通信を行う。このように各ユーザからの伝送要求時の伝送レートなどに応じて、基地局などが1フレーム内のスロットの各ユーザへの割当てを可変設定することで、TDMA方式で複数のビットストリームの情報ビットストリームを混在させて無線伝送させる対応が可能である。

【0011】また、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex : 直交周波数分割多重) 方式と称されるマルチキャリア方式で無線伝送を行う場合には、送信構成として、例えば従来図30に示す構成で行われていた。この構成は、DAB (Digital Audio Broadcasting) と称されるデジタルオーディオ放送に適用されている構成で、端子21に得られる情報ビットストリームは、コーディング部2で符号化などの処理が施された後に、シンボルマッピング部3で送信シンボルへマッピングされる。そして、送信シンボルを混合回路24に供給して、他の送信データと多重化される。ここで多重化は、単純に直列に連結することで、多重化シンボルストリームを生成させる。例えば、1チャンネル当たり64kspsのシンボルを、18チャンネル分多重化すると、多重化されたシンボルストリームの伝送レートは64ksps  $\times$  18 = 1152kspsとなる。

【0012】この多重化されたシンボルストリームは、周波数変換部25での周波数インターリーブによりシンボルの並び替えが行われ、各チャンネルのシンボルがばらばらに並ぶことになる。この並び替えられたシンボルストリームは、逆フーリエ変換回路 (IFFT回路) 26で逆フーリエ変換処理により周波数軸上に配置されたマルチキャリア信号となり、このIFFT回路26の出力が伝送処理部27で無線送信処理されて、所定の周波数帯域で無線送信される。

【0013】このマルチキャリア信号を受信する側の構成としては、図31に示すように、アンテナ31で受信した所望の周波数帯域の信号を、受信処理部32でベースバンド信号とする。ここで、マルチキャリア信号のベースバンド信号成分は、情報が周波数軸上に並んだ信号であるので、高速フーリエ変換回路 (FFT回路) 32に供給して、フーリエ変換処理を行い、周波数軸上に並んだマルチキャリアを抽出する。このとき、フーリエ変換処理によって出力されるシンボルは、受信した信号帯域全体のサブキャリア群となる。

【0014】このサブキャリア群の変換信号は、シンボル選択部34に供給して、送信側で行われた周波数インターリーブにより配置された所望のチャンネルのシンボルの存在位置からシンボルを抽出する。さらに、この抽出されたシンボルストリームは、ビット抽出部35に供給して、符号化ビットストリームを抽出し、この符号化ビットストリームをデコード部36に供給して、情報ビ

ットストリームを出力端子37に得る。

【0015】この従来のOFDM方式においては、サブキャリア毎に異なるチャンネルのシンボルを割当てることにより多重化が行われている。従って、受信機が備えるフーリエ変換回路 (FFT回路) は、多重化されて伝送される全チャンネル分のシンボルを変換処理して、その変換後にチャンネルの選定を行っている。

【0016】

【発明が解決しようとする課題】 上述したDS-SS-CDMA方式を適用したセルラ方式の通信システムでは、使用周波数帯域を固定して、拡散率を可変することにより、可変レートのデータ伝送を可能としている。使用周波数帯域を固定することにより、単一の高周波回路のみで可変ビットレートサービスを提供する端末装置を構成することが可能になっている。

【0017】しかしながらDS-SS-CDMA方式は、通信制御方式が非常に複雑であり、例えばセルラ方式に適用した場合には、基地局を切換えるハンドオフ処理や、システム内の他の通信との干渉を防止するための送信パワーコントロールなどを、非常に精度良く行う必要がある。また、DS-SS-CDMA方式は、基本的に全チャンネルが同一の周波数帯域をシェアしており、かつ各チャンネルの直交性がないことから、送信パワーコントロールが正しく行われない端末装置が1台でも存在したとき、システム全体が機能しなくなるという危険性を有しており、伝送レート可変などの複雑な処理を行うのに適したシステムとは言えない。

【0018】さらにDS-SS-CDMA方式で伝送レート可変処理を適用した場合には、復調部分に関しては、数kbps程度の低速の伝送レートで通信を行う端末装置であっても、システムで伝送可能な最も高い伝送レートの通信を行う端末装置と同等の演算処理が必要であり、端末装置における演算処理量を大幅に増加させてしまう。

【0019】一方、上述したTDMA方式を適用した通信システムで可変伝送レートを実現する場合、1チャンネル当たりの最大の伝送レートは、基本的には、〔1スロット割当て時のビットレート〕 $\times$ 〔TDMA数〕に限られており、伝送レートの上限と下限はTDMA数によって決定されることになる。従って、伝送レートが変化する範囲が、例えば数kbps程度から百kbps程度などのように、非常に大きい場合には、スロット割当てだけでユーザが所望する伝送レートに対応することが事実上不可能である。1フレーム内のタイムスロット数を非常に多くすれば不可能ではないが、通信制御などの点から現実的ではない。

【0020】また、上述した従来のOFDM方式を適用した通信システムで可変伝送レートによる多重化を実現する場合には、サブキャリア毎に異なるチャンネルのシンボルを割当てることにより多重化が行われているため、受信機が備えるフーリエ変換回路は、多重化されて



伝送される全チャンネル分のシンボルを変換処理する必要があり、非常に多くの変換処理が必要である問題があった。

【0021】本発明の目的は、各々が様々な伝送レートで通信を行うチャンネルを多重化した際に、各受信機などでは、自らが必要となる必要最低限の処理量をもって、情報の通信処理を可能とするものである。

【0022】

【課題を解決するための手段】第1の発明の通信方法は、所定の帯域に複数のチャンネルを設定し、設定したそれぞれのチャンネルでの通信を、複数のサブキャリアに送信シンボルを分散させたマルチキャリア信号で行うと共に、各チャンネルでの送信シンボルの周波数軸上での配置を、基準となる周波数間隔に対して2のN乗おき（Nは正の任意の数）に配置したものである。

【0023】この通信方法によると、各チャンネルが多重化されてマルチキャリア信号となった送信信号には、各チャンネルの送信シンボルが所定の周波数間隔で配置される。

【0024】第2の発明の通信方法は、所定の帯域に複数のチャンネルを設定し、設定したそれぞれのチャンネルでの無線通信を、複数のサブキャリアに送信シンボルを分散させたマルチキャリア信号で行うと共に、各チャンネルに割当てられるサブキャリアとして、所定数毎のサブキャリアを使用し、各チャンネルに割当てられているサブキャリアの隣り合うものどうして並動変調を行った後に送信し、受信側では、隣り合うものどうして並動復調を行うようにしたものである。

【0025】この通信方法によると、チャンネル配置としては、所定数毎のサブキャリアを使用したマルチキャリア信号になると共に、各チャンネル毎のサブキャリアの隣り合うものどうして並動変調が行われることで、各チャンネルの信号だけで送信処理や受信処理が可能になる。

【0026】また本発明の送信機は、複数のサブキャリアに送信シンボルを分散させたマルチキャリア信号を生成させると共に、マルチキャリア信号の1チャンネル内での送信シンボルの周波数軸上での配置を、基準となる周波数間隔に対して2のN乗おき（Nは正の任意の数）とし、生成されたマルチキャリア信号を所定の帯域内に設定した複数のチャンネルの内の所定のチャンネルとして送信するものである。

【0027】この送信機によると、各チャンネルの送信シンボルが所定の周波数間隔で配置されて、各チャンネルが多重化されたマルチキャリア信号が送信される。

【0028】また本発明の受信機は、複数のサブキャリアに送信シンボルが分散されたマルチキャリア信号を受信し、1チャンネル内で受信した送信シンボルを、基準となる周波数間隔に対して2のN乗おき（Nは正の任意の数）の周波数間隔で受信処理するものである。

【0029】この受信機によると、各チャンネルの送信シンボルが所定の周波数間隔で配置されて、各チャンネルが多重化されたマルチキャリア信号を受信できる。

【0030】

【発明の実施の形態】以下、本発明の第1の実施の形態を、図1～図4を参照して説明する。

【0031】本実施の形態においては、セルラ方式の無線電話システムに適用した例としてある。図1は、本例のシステムにおける基地局側又は端末装置側の送信構成を示すものである。ここでは、伝送レートとして32kps、64kps、96kps、128kpsの4種類のレートのデータを伝送することができる構成としたものである。

【0032】端子101に得られる上述したいずれかの伝送レートの情報ビットストリームは、コーディング部102で符号化ならびにインターリーブなどのコーディング処理を行い、符号化率1/2などの所定の符号化率で符号化する。コーディング部102で符号化された各ビットは、シンボルマッピング部103に供給して、送信シンボルへマッピングする。ここでの送信シンボルへのマッピング処理としては、QPSK処理、8PSK処理、16QAM処理などの処理が適用できる。或いは周波数軸上や時間軸上での並動変調が行われる場合もある。

【0033】このシンボルマッピング部103で生成された送信シンボルは、マルチンボル挿入部104に供給する。マルチンボル挿入部104では、そのときの伝送レートに応じて振幅（エネルギー）が0のシンボルを規則的に挿入して、元の情報ビットストリームの伝送レートに係わらずシンボルレートを最大の伝送レート（ここでは128kpsに対応したレート）に一定とする処理を行う。

【0034】図2は、このマルチンボルの挿入状態の例を示したもので、○印で示すシンボル位置が、元の伝送データのシンボル位置で、×印で示すシンボル位置が、マルチンボル挿入部104で挿入した0のシンボルの位置である。例えば情報ビットストリームの伝送レートが32kpsの場合には、図2のAに示すように、元の各シンボル間に、3つのマルチンボルを挿入して、128kpsに相当するシンボル数（即ち4倍）の伝送データに変換する。また、情報ビットストリームの伝送レートが64kpsの場合には、図2のBに示すように、元の各シンボル間に、1つのマルチンボルを挿入して、128kpsに相当するシンボル数（即ち2倍）の伝送データに変換する。また、情報ビットストリームの伝送レートが96kpsの場合には、図2のCに示すように、元の3シンボル毎に、1つのマルチンボルを挿入して、128kpsに相当するシンボル数（即ち4/3倍）の伝送データに変換する。また、情報ビットストリームの伝送レートが128kpsの場合には、図2のDに示すように、マルチン

ボルを挿入せず、そのままのシンボル数の伝送データとする。

【0035】ここで、ヌルシンボル挿入部104でのヌルシンボルの挿入率は、次式で定義される。

【0036】

【数1】挿入率 $R = (M - D) / M$

但し、Mはここでの伝送帯域における最大伝送レート（ここでは128kbps）であり、Dは該当するチャンネルでの伝送レートである。

【0037】このヌルシンボル挿入部104での処理は、ヌルシンボルの挿入で、シンボルレートが2<sup>N</sup>倍（Nは正の任意の数）になるようにコントロールする処理である。但し、図2のCに示す処理、即ち96kbpsのレートで伝送する場合には、Nの値が整数とはならないが、上述した（数1）式に基づいたヌルシンボルの挿入レート $R = 1 - D / R_{max}$ の規則を用いた処理である。

【0038】ヌルシンボル挿入部104でヌルシンボルが挿入された送信シンボルは、ランダム位相シフト部105でランダム位相シフトによるスクランブル処理（或いは他のスクランブル処理）を行い、そのスクランブル処理された送信シンボルを逆フーリエ変換（IFFT）処理部106に供給し、逆高速フーリエ変換の演算処理で、時間軸上に配置されたシンボルストリームを、周波数軸上にサブキャリアが配置されたマルチキャリア信号に変換する。逆フーリエ変換処理部106で変換された信号は、ガードタイム付加部107に供給してガードタイムを付加すると共に、窓がけ処理部108で所定単位毎の信号に送信用の窓がけデータを乗算する。窓がけデータが乗算された送信信号は、送信処理部109に供給して、高周波信号を搬送する所定の伝送周波数帯域に周波数変換し、その周波数変換された送信信号をアンテナ110から無線送信する。

【0039】このような構成で無線送信される信号を端末装置又は基地局で受信する構成を、図3を示す。アンテナ111が接続された受信処理部112では、所定の伝送周波数帯域の信号を受信して、ベースバンド信号に変換する。変換されたベースバンド信号は、窓がけ処理

部113に供給して、所定単位毎の信号に受信用の窓がけデータを乗算した後、フーリエ変換（FFT）処理部114に供給し、周波数軸上に配置されたサブキャリアを時間軸上に配置されたシンボルストリームに変換する。

【0040】変換されたシンボルストリームは、デスクランブル部115で送信時のスクランブル処理とは逆のデスクランブル処理を行う。このデスクランブルされたシンボルストリームは、シンボル選択部116に供給する。シンボル選択部116では、送信時にヌルシンボル挿入部104（図1参照）で挿入されたヌルシンボル以外のシンボルを選択（即ちヌルシンボルを除去）する処理を行う。このヌルシンボルが除去されたシンボルストリームをビット抽出部117に供給し、符号化ビットを抽出し、その抽出されたビットデータをデコード部118に供給してデコードし、デコードされた情報ビットストリームを端子119に得る。

【0041】シンボル選択部116で抽出するシンボルとしては、伝送される情報ビットストリームの伝送レートにより異なる。即ち、図2に示すように送信時に挿入された振幅が0のヌルシンボルの位置は、伝送レートにより変化する。それぞれの伝送レートの場合に、○印で示したシンボルだけを抽出する処理を行う。この処理を行うことで、32kbpsから128kbpsまでの伝送レートの伝送を、同じ通信帯域幅を使用して行える。

【0042】ここでは、32kbpsから128kbpsまでの可変伝送レートで伝送する場合についての説明したが、同様の処理により、最大ビット数M4kbpsの通信が行える帯域において、M/2<sup>N</sup> kbpsの通信を行うことが可能である。この場合、送信側において、生成されたシンボルとヌルシンボルとは、次の表1に示すパターンで挿入される。この表1において、白丸で示すシンボルは、情報ビットにより生成されたシンボルであり、黒丸で示すシンボルは、ヌルシンボルである。

【0043】

【表1】

M/2 <sup>0</sup> kbps 通信時	○●○○○○○○○○○○○○○○○○
M/2 <sup>1</sup> kbps 通信時	○●●●○○●●○○●●○○●●
M/2 <sup>2</sup> kbps 通信時	○●●●○○●●○○●●○○●●
M/2 <sup>3</sup> kbps 通信時	○●●●○○●●○○●●○○●●
M/2 <sup>4</sup> kbps 通信時	○●●●○○●●○○●●○○●●

(○：情報ビットより生成されたシンボル、●：ヌルシンボル)

【0044】以上のような通信を行うことで、低速伝送から高速伝送までを同じ通信帯域幅を用いて行うことが可能となり、例えば単一の高周波回路（送信処理回路や受信処理回路）のみしか備えていない端末装置においても可変伝送レートの通信が可能になる。

【0045】なお、この第1の実施の形態で説明した伝

送処理を、TDMA構造で行うようにすることで、最低伝送レートと最大伝送レートとの差をより大きくすることが可能になる。図4は、この場合のフレーム構造の例を示す図で、例えばスロット1～スロット8の8タイムスロットで1フレームが構成される8TDMAで構成されている場合に、1つのスロットで32kbps（ヌルシン

ボル挿入率 $R=3/4$ から128kbps(ヌルシンボル挿入率 $R=0/4$ )までのレートのマルチキャリア信号の伝送が可能な帯域が設定してあるとすると、1フレームで1スロットだけを使用した通信では、32kbpsから128kbpsのレートでの伝送が行われ、1フレームの2スロットを使用した通信では、256kbpsのレートまでの伝送が行われ、以下使用するスロット数を増やすことで、最大で8スロットを使用して、ヌルシンボル挿入率 $R=0/4$ としたとき128kbps $\times 8=1024$ kbpsの伝送レートでの通信が可能となる。

【0046】また、この第1の実施の形態で説明した伝送処理でヌルシンボルを挿入した箇所(ヌルシンボルによるサブキャリア)は、他の系の通信で使うことができる。このようにヌルシンボルの挿入位置のサブキャリアを、他の通信に使用することで、多重通信を効率良く行うことができる。例えば、図1に示す送信処理で、64kbpsのレートの情報ビットストリームを送信する際には、ヌルシンボルの挿入位置で、他の系の通信を行うことで、2つの系の64kbpsのレートの情報ビットストリームの伝送が、1つの伝送帯域で可能である。同様に、32kbpsのレートの場合には、4つの系の32kbpsのレートの情報ビットストリームの伝送が、1つの伝送帯域で可能である。さらに、96kbpsのレートの伝送と、32kbpsのレートの伝送とを、1つの伝送帯域で行うこともできる。

【0047】次に、本発明の第2の実施の形態を、図5～図7を参照して説明する。本実施の形態においても、セルラ方式の無線電話システムに適用した例としてあり、この例では1つの送信機から多重送信を行うようにしたものである。この多重送信は、例えば基地局から複数の系の送信信号を同時に送信する場合に適用できる。この実施の形態において、多重通信を行う構成以外は、上述した第1の実施の形態で説明した処理と基本的に同じであり、受信系の構成については省略する。

【0048】図5は、本実施の形態での送信構成を示した図である。ここでは、チャンネル1、チャンネル2…チャンネルN(Nは任意の整数)のチャンネル数Nの情報ビットストリームが、端子121a、121b…121nに得られるものとする。各端子121a～121nに得られる各チャンネルの情報ビットストリームは、ここでは同じ伝送レートのビットストリームとしてあり、それぞれ別のコーディング部122a、122b…122nに供給して、符号化ならびにインターリーブなどのコーディング処理を個別に行う。コーディング部122a～122nで符号化された各チャンネルのビットストリームは、それぞれ別のシンボルマッピング部123a、123b…123nに供給して、各チャンネル毎に個別に送信シンボルへマッピングする。ここでの送信シンボルへのマッピング処理としては、QPSK処理、8PSK処理、16QAM処理などの処理が適用できる。

或いは周波数軸上や時間軸上での差動変調が行われる場合もある。

【0049】各チャンネル毎のシンボルマッピング部123a～123nで生成された送信シンボルは、混合回路(マルチプレクサ)124に供給して、1系統のシンボルストリームに混合する。図6は、混合回路124での処理の概念を簡単に示す図で、ここでは例えばチャンネル1～チャンネル4のチャンネル数4のシンボルストリームを、1系統のシンボルストリームに変換するものである。チャンネル1のシンボルストリームが混合回路124の端子124aに得られ、チャンネル2のシンボルストリームが混合回路124の端子124bに得られ、チャンネル3のシンボルストリームが混合回路124の端子124cに得られ、チャンネル4のシンボルストリームが混合回路124の端子124dに得られる。このとき、混合回路124を構成するスイッチの接点124mが、各端子124a～124dを順に周期的に選択する処理を行って出力する。

【0050】図7は、この混合状態の例を示した図で、例えば図7のA、B、C、Dに示す状態で、それぞれ別のチャンネル1、2、3、4のシンボルストリームが得られるとき、各チャンネルのシンボルを順に選択して、図7のEに示す1系統の混合ストリームを得る。例えば、各チャンネルのストリームが、32kbpsのレートの情報ビットストリームのシンボルであるとき、128kbpsのレートの情報ビットストリームに相当するシンボルストリームとなる。なお、各チャンネルのシンボルの送出タイミングが同期していない場合には、バッファメモリなどを使用した同期処理が必要になる。

【0051】図5の説明に戻ると、混合回路124で混合された送信シンボルは、ランダム位相付ストリームでランダム位相付によるスクランブル処理(或いは他のスクランブル処理)を行い、そのスクランブル処理された送信シンボルを逆フーリエ変換(IFT)処理部126に供給し、逆高速フーリエ変換の演算処理で、時間軸上に配置されたシンボルストリームを、周波数軸上にサブキャリアが配置されたマルチキャリア信号に変換する。逆フーリエ変換処理部126で変換された信号は、ガードタイム付加部127に供給してガードタイムを付加すると共に、窓がけ処理部128で所定単位毎の信号に送信用の窓がけデータを乗算する。窓がけデータが乗算された送信信号は、送信処理部129に供給して、高周波信号を帯域より所定の伝送周波数帯域に周波数変換し、その周波数変換された送信信号をアンテナ130から無線送信する。

【0052】このように無線送信される信号を受信する側(例えば基地局からの信号を受信する端末装置)では、例えば上述した第1の実施の形態で説明した図3の構成で受信処理を行うことで、任意のチャンネルの信号を抽出して処理できる。

【0053】なお、ここでは4チャンネルの多重化を行う場合を例として説明したため、多重化されたシンボルストリーム(図7のE)での各チャンネルのシンボルの出現周期は4となっているが、最大のチャンネル多重数はこれに限定されるものではない。最大のチャンネル多重数は、 $2^n$  (ここでnは正の整数: 即ち $n=1, 2, 3, 4, \dots$ )と設定することができ、この場合の各チャンネルのシンボルの出現周期は、最大の多重数と同じ $2^n$ となる。実際の通信で使用するチャンネル数が、最大の多重数よりも小さい場合には、使われていないチャンネルのシンボルとして、第1の実施の形態で説明したシンボル(振幅が0のシンボル)を挿入すれば良い。

【0054】次に、本発明の第3の実施の形態を、図8及び図9を参照して説明する。本実施の形態においても、セルラ方式の無線電話システムに適用した例としてあり、この例でも第2の実施の形態と同様に、1つの送信機から多重送信を行うようにしたものであり、第2の実施の形態に対応する部分には同一符号を付し、その詳細説明は省略する。

【0055】ここで本実施の形態の場合には、各チャンネルの伝送レートが異なる場合の例としてあり、図8は本実施の形態での送信構成を示した図である。ここでは、チャンネル1、チャンネル2、チャンネル3のチャンネル数3の情報ビットストリームが、端子131a、131b、131cに得られるものとする。各チャンネルの伝送レートとしては、例えばチャンネル1、チャンネル2がそれぞれ3.2kbpsであり、チャンネル3が6.4kbpsであるとする。各端子131a~131cに得られる各チャンネルの情報ビットストリームは、それぞれ別のコーディング部132a、132b、132cに供給して、符号化ならびにインターリーブなどのコーディング処理を個別に行う。コーディング部132a、132bで符号化されたチャンネル1、チャンネル2のビットストリームは、それぞれのチャンネル用のシンボルマッピング部133a、133bに供給して、各チャンネル毎に個別に送信シンボルへマッピングする。また、チャンネル3のビットストリームは、2つの系統のビットストリームに2分割し、一方の系統のビットストリームはシンボルマッピング部133cに供給すると共に、他方の系統のビットストリームはシンボルマッピング部133dに供給し、それぞれ別に送信シンボルへマッピングする。

【0056】各シンボルマッピング部133a~133dでマッピングされた送信シンボルは、混合回路134に供給して、1系統に多重化する。図9は、ここで多重化状態の例を示してあり、2つの系統に分割されたチャンネル3のシンボルストリームを、同じ間隔で周期的に配置すると共に、その間にチャンネル1のシンボルストリームとチャンネル2のシンボルストリームを周期的

に配置する。即ち、例えばチャンネル1、チャンネル3、チャンネル2、チャンネル3…の配置を繰り返して設定する。

【0057】この多重化されたシンボルストリームは、ランダム位相シフト部125でランダム位相シフトによるスクランブル処理(或いは他のスクランブル処理)を行い、そのスクランブル処理された送信シンボルを逆フーリエ変換(IFFT)処理部126に供給し、逆高速フーリエ変換の演算処理で、時間軸上に配置されたシンボルストリームを、周波数軸上にサブキャリアが配置されたマルチキャリア信号に変換する。逆フーリエ変換処理部126で変換された信号は、ガードタイム付加部127に供給してガードタイムを付加すると共に、窓がけ処理部128で所定単位毎の信号に送信用の窓がけデータを乗算する。窓がけデータが乗算された送信信号は、送信処理部129に供給して、高周波信号を搬送波所定の伝送周波数帯域に周波数変換し、その周波数変換された送信信号をアンテナ130から無線送信する。

【0058】このように無線送信される信号を受信する側(例えば基地局からの信号を受信する端末装置)では、例えば上述した第1の実施の形態で説明した図3の構成で受信処理を行うことで、任意のチャンネルの信号を抽出して処理できる。即ち、図9に示す状態で多重化された伝送信号から、チャンネル1又はチャンネル2の信号を抽出する場合には、4周期毎のシンボルを抽出することで、そのチャンネルの信号が受信でき、チャンネル3の信号を抽出する場合には、2周期毎のシンボルを抽出することで、そのチャンネルの信号が受信できる。

【0059】なお、ここでは最大12.8kbpsまで伝送できる帯域で、3.2kbpsと6.4kbpsの伝送レートを混在させて通信を行う例として説明したが、これに限定されるものではない。即ち、各チャンネルの伝送レートD(kbps)は、基本的には2進法のように設定できる。

【0060】

【数2】伝送レート $D = M/2^n$  (kbps)

ここで、 $N=1, 2, 3, \dots$ の正の整数、Mは該当する帯域における最大伝送レートである。

【0061】また、第1の実施の形態で説明した9.6kbpsの例に、【数2】式で設定されるレートの間の値のレートを設定しても良い。

【0062】次に、本発明の第4の実施の形態を、図10~図15を参照して説明する。本実施の形態においても、セルラ方式の無線電話システムに適用した例としてあり、この例では複数の送信機から多重送信を行うようにしたものである。例えば、複数の端末装置から同時に多重送信を行って、基地局で一括して受信する場合が相当する。

【0063】図10は本実施の形態での送信構成を示した図である。ここでは、チャンネル1~チャンネルN(Nは任意の整数)の情報ビットストリームが、それぞ

れ別の送信機の端子141a~141nに個別に得られるものとする。各送信機は基本的には共通の構成であり、チャンネル1の信号を処理する送信機の構成を説明すると、端子141aに得られる情報ビットストリームは、コーディング部142aで符号化ならびにインターリーブなどのコーディング処理を行う。コーディング部142aで符号化された各ビットは、シンボルマッピング部143aに供給して、送信シンボルへマッピングする。

【0064】このシンボルマッピング部143aで生成された送信シンボルは、ランダム位相シフト部144aでランダム位相シフトによるスクランブル処理(或いは他のスクランブル処理)を行い、そのスクランブル処理された送信シンボルを逆フーリエ変換(FFT)処理部145aに供給し、逆高速フーリエ変換の演算処理で、時間軸上に配置されたシンボルストリームを、周波数軸上にサブキャリアが配置されたマルチキャリア信号に変換する。逆フーリエ変換処理部145aで変換された信号は、内部チャンネル選択部146aで内部チャンネル選択処理が行われ、この内部チャンネル選択処理が行われたマルチキャリア信号を、送信処理部147aに供給して、高周波信号を帯込み所定の伝送周波数帯域に周波数変換し、その周波数変換された送信信号をアンテナ148aから無線送信する。

【0065】内部チャンネル選択部146aの構成を図11に示す。前段の回路から端子151に得られる信号を、シンボル繰り返し部152に供給し、そのときの伝送レートに応じて数のシンボル反復処理を行う。例えば、ここで1伝送帯域での最大伝送レートが128kbpsで、無線伝送されるマルチキャリア信号の伝送路上でのサブキャリア間隔を4kHzとすると、1チャンネルでの伝送レートが32kbpsであるとする。このとき、前段の逆フーリエ変換処理部145aでは、サブキャリア間隔が16kHzのマルチキャリア信号への変換処理を行う。

【0066】シンボル繰り返し部152では、この信号のシンボル成分を4倍に反復する処理を行い、4kHz間隔の信号に変換する。例えば図11に示すように、シンボル繰り返し部152の入力部に示した波形が、このシンボル繰り返し部152で4回反復された波形に変換されている。この逆フーリエ変換されたシンボルストリームを多重分繰り返すことによって、該当するチャンネルが使用していないサブキャリアにマルチシンボルを挿入すること等価の効果を有することになる。

【0067】このシンボル繰り返し部152で繰り返された信号は、乗算器153で、オフセット周波数発生器154が出力するオフセット周波数と乗算される。この乗算により、該当するチャンネルの周波数オフセット分、各シンボルに位相の旋回が生じることになる。なお、該当するチャンネルの周波数オフセットが0Hzで

ある場合には、定数との乗算になる。即ち、この乗算器153で乗算されたシンボル系列によって、どのチャンネルに割り当てられたサブキャリアを使用するかが決定される。オフセット周波数が乗算された信号は、窓かけ処理部155に供給して、所定単位毎に送信用の窓かけデータを乗算し、端子156から送信処理部147aに供給する。

【0068】各チャンネルで送信処理される信号の状態の例を図12に示す。ここでは、1伝送帯域での最大伝送レートが128kbpsで、この128kbpsの伝送レートデータの、4kHz間隔のサブキャリアによるマルチキャリア信号により伝送される構成である場合に、4つの送信機から1つの伝送帯域を使用して、それぞれの送信機から伝送レートが32kbpsのデータを、この1伝送帯域に多重伝送する場合を示したものである。

【0069】図12のA、B、C、Dは、それぞれ各送信機から伝送されるチャンネル1、チャンネル2、チャンネル3、チャンネル4の送信信号を示したもので、各チャンネルの信号は、サブキャリアが16kHz間隔のマルチキャリア信号としてある。ここで、各チャンネルでサブキャリアが存在する周波数位置は、チャンネル1が図12のAに示すように、基準となる周波数f<sub>c</sub>から16kHz間隔としてあり、チャンネル2が図12のBに示すように、周波数f<sub>c</sub>から4kHzシフトした周波数位置から16kHz間隔としてあり、サブキャリア3が図12のCに示すように、周波数f<sub>c</sub>から8kHzシフトした周波数位置から16kHz間隔としてあり、チャンネル4が図12のDに示すように、周波数f<sub>c</sub>から12kHzシフトした周波数位置から16kHz間隔としてある。

【0070】これらの各チャンネルの信号が無線送信されることで、無線伝送路上では図12のEに示すように、4kHz間隔でサブキャリアが配置された状態となり、1つの伝送帯域に4つのチャンネルの信号が多重伝送されることになる。この場合、各送信機が備える逆フーリエ変換処理部での高速逆フーリエ変換処理としては、そのチャンネルで扱う32kbpsの伝送レートの信号を16kHz幅のサブキャリア群に変換する処理だけで良く、逆フーリエ変換処理部での処理量を、そのシステムにおけるサブキャリア間隔に必要な処理量よりも大幅に少なくすることができる。

【0071】ここでは、32kbpsの伝送レートの信号の通信を行う例について説明したが、例えば同じ伝送帯域で64kbpsの伝送レートの信号の通信を行う場合には、そのレートの通信に見合う規模の逆フーリエ変換処理部により演算を行い(即ち32kbpsの通信の時に比べて倍のサンプル数が出力される)、内部チャンネル選択部でのシンボル反復で2倍に反復すれば良く、どのような伝送レートの場合でも同様の処理で送信信号の生成が可能である。この場合、各送信機(端末装置)が備える処理

回路としては、その装置で送信を行う伝送レートに見合った能力の逆フーリエ変換処理回路を備えるだけで良く、全ての端末装置が用意された伝送帯域で規定されたサブキャリア間隔のマルチキャリア信号を生成させる能力を備える必要がなく、端末装置の構成を簡単にすることができ。

【0072】また、例えば上述した第1の実施の形態で説明したようなマルチキャリアの挿入処理を同時に行って、伝送レートの変化に対応させる処理を行うことで、より伝送レートが低い場合に処理できる。

【0073】次に、このように多重伝送される信号を、例えば基地局で一括受信する構成の例を、図13に示す。アンテナ161が接続された受信処理部162では、所定の伝送周波数帯域の信号を受信して、ベースバンド信号に変換する。変換されたベースバンド信号は、窓かけ処理部163に供給して、所定単位毎の信号に受信用の窓かけデータを乗算した後、フーリエ変換(FFT)処理部164に供給し、周波数軸上に配置されたサブキャリアを時間軸上に配置されたシンボルストリームに変換する。ここでの変換処理としては、受信した伝送帯域に配置されたサブキャリアを全て変換する処理である。

【0074】変換されたシンボルストリームは、ランダム位相シフト部165で送信時のスクランブル処理とは逆のデスクランブル処理を行う。このデスクランブルされたシンボルストリームは、分離回路(デマルチプレクサ)166で、1伝送帯域に多重化されたシンボルを各チャンネル毎に分離する処理を行う。各チャンネル毎に分離されたシンボルストリームは、各チャンネル毎のビット抽出部167a、167b...167nに供給し、各チャンネル毎に個別にビット抽出処理を行って受信ビットストリームを得、その受信ビットストリームを各チャンネル毎のデコード部168a、168b...168nに供給し、各チャンネル毎に個別にデコードして、各チャンネル毎の情報ビットストリームを各チャンネル毎の端子169a、169b...169nに得る。

【0075】図14は、分離回路166での処理の概念を簡単に示す図で、ここでは例えば1系統のシンボルストリームに多重されたチャンネル1〜チャンネル4の4チャンネルのシンボルストリームを分離するものである。分離回路166を構成するスイッチの接点166mに得られる多重化されたシンボルストリームを、1シンボル毎に端子166a〜端子166dの4つの端子に順に供給するように切換える処理を周期的に行う。このように切換えることで、チャンネル1のシンボルストリームが端子166aに得られ、チャンネル2のシンボルストリームが端子166bに得られ、チャンネル3のシンボルストリームが端子166cに得られ、チャンネル4のシンボルストリームが端子166dに得られる。

【0076】図15は、この分離状態の例を示した図

で、例えば図15のAに示す信号は、4チャンネルの信号が多重化された1伝送帯域の信号を受信して得たシンボルストリームで、一定の時間間隔で配置されたシンボルは、4チャンネルのシンボルが混合されている。ここで、1シンボル毎に順に分離回路166を構成するスイッチの接点166mを切換えることで、図15のB、C、D、Eに示すように、各チャンネルのシンボルが分離されて出力される。

【0077】このように受信機を構成したことで、1伝送帯域に多重化された複数のチャンネルの信号を一括して受信することができる。

【0078】次に、本発明の第5の実施の形態を、図16〜図20を参照して説明する。本実施の形態においても、セルラ方式の無線電話システムに適用した例としてあり、この例ではここまで説明した実施の形態での処理で、1伝送帯域に多重伝送される信号の内の任意のチャンネルを受信するようにしたものである。例えば、基地局から同時に多重伝送される信号の中から、任意のチャンネルを端末装置で受信する場合に相当する。

【0079】まず、本例で受信する信号について説明すると、ここでは1伝送帯域で最大128kbpsのレートで伝送可能な帯域幅において、32kbpsのレートの4チャンネルが多重化されている場合を想定しており、伝送路におけるサブキャリア間隔は4kHz(即ち1シンボルの変調時間が250μ秒=1/4kHz)としてある。

【0080】図16は本実施の形態での受信構成を示した図である。ここでは、アンテナ171が接続された受信処理部172で、所定の伝送周波数帯域の信号を受信して、ベースバンド信号に変換する。変換されたベースバンド信号は、チャンネル選択部173で所望のチャンネルが選択された後、その選択されたチャンネルの受信信号をマルチキャリア処理部174に供給し、フーリエ変換処理などで周波数軸上に配置されたサブキャリアを時間軸上に配置されたシンボルストリームに変換する。なお、窓かけ処理やランダム位相シフトなどのマルチキャリア処理に必要な他の処理についても、このマルチキャリア処理部174で実行される。

【0081】変換されたシンボルストリームはビット抽出部175に供給し、符号化ビットを抽出し、その抽出されたビットデータをデコード部176に供給してデコードし、デコードされた情報ビットストリームを端子177に得る。

【0082】図17は、チャンネル選択部173の構成例を示した図である。ここでは、前段の受信処理部から端子181に供給されるベースバンド信号として、周波数軸上に4kHz間隔でサブキャリアが並んだ信号が250μ秒間入力される。この端子181に得られる信号は、セレクト181aに直接供給すると共に、遅延回路181bを介して遅延させてセレクト181aに供給

し、セレクト181aでの選択で、信号のシンボルが繰り返し処理が施される。

【0083】このセレクト181aの出力は、減算器182に供給されると共に、遅延回路183により1シンボルの変調時間の $1/2^1$ の時間（即ちここでは125μ秒）遅延された信号が減算器182に供給され、両信号の差分が抽出される。この差分の信号は、さらに減算器184に直接供給されると共に、遅延回路185により1シンボルの変調時間の $1/4$ （ $=1/2^2$ ）の時間（即ちここでは62.5μ秒）遅延された信号が減算器184に供給され、両信号の差分が抽出され、その差分の信号が乗算器195を介して端子191に得られる。また、減算器182の出力信号が、加算器186に直接供給されると共に、遅延回路185により遅延された信号が加算器186に供給され、両信号の加算信号が乗算器196を介して端子192に得られる。

【0084】また、端子181に得られる信号にセレクト181aと遅延回路181bでシンボル繰り返し処理が施された信号は、加算器187に供給されると共に、遅延回路183により遅延された信号が加算器187に供給され、両信号の加算信号が得られる。この加算信号は、さらに減算器188に直接供給されると共に、遅延回路189により1シンボルの変調時間の $1/4$ （ $=1/2^2$ ）の時間（即ちここでは62.5μ秒）遅延された信号が減算器188に供給され、両信号の差分が抽出され、その差分の信号が乗算器197を介して端子193に得られる。また、加算器187の出力信号が、加算器190に直接供給されると共に、遅延回路189により遅延された信号が加算器190に供給され、両信号の加算信号が乗算器198を介して端子194に得られる。各乗算器195、196、197、198では、オフセット周波数の補正信号発生器195a、196a、197a、198aからの補正信号が乗算される。このオフセット周波数の補正処理については後述する。

【0085】このように構成したチャンネル選択部173での処理状態を、図18を参照して説明する。まず、端子181に得られる信号として図18のAに示すように、チャンネル1〜4の各サブキャリアが4kHz間隔で順に配置された信号が、250μ秒間入力する。ここでは、この信号の前半の125μ秒間と後半の125μ秒間とに分けて、減算器182で互いに減算したものと、加算器187で互いに加算したものとが生成される。加算器187の出力としては、元の信号からサブキャリア数が $1/2^1$ になり、図18のBに示すように、チャンネル1とチャンネル3の奇数番目のサブキャリアだけになる。この加算器187の出力からは、さらに減算器188で遅延信号と減算したものと、加算器190で遅延信号と加算したものとが生成される。加算器190で加算された信号としては、図18のCに示すように、チャンネル1の信号のサブキャリアだけになる。減

算器188で減算された信号としては、図18のDに示すように、チャンネル3の信号のサブキャリアだけになる。

【0086】また、減算器182の出力としては、元の信号からサブキャリア数が半分になり、図18のEに示すように、チャンネル2とチャンネル4の偶数番目のサブキャリアだけになる。この減算器182の出力からは、さらに加算器186で遅延信号と加算したものと、減算器184で遅延信号と減算したものとが生成される。加算器186で加算された信号としては、図18のFに示すように、チャンネル2の信号のサブキャリアだけになる。減算器184で減算された信号としては、図18のGに示すように、チャンネル4の信号のサブキャリアだけになる。

【0087】このようにして端子191、192、193、194に得られた信号は、この後段においてFFT処理（高速フーリエ変換処理）が施されてサブキャリアの抽出が行われるが、図18のD、F、Gに示すように、チャンネル2〜4の信号には、オフセット周波数が償還されている状態になっている。具体的には、多重されてきた信号のサブキャリア間隔が $f_s$ [Hz]だったとすると、チャンネル2には $f_s$ [Hz]、チャンネル3には $2f_s$ [Hz]、チャンネル4には $3f_s$ [Hz]のオフセット周波数が存在する。そこで、これらのオフセットを取り除くべく、乗算器195、196、197、198で、マイナスのオフセット周波数を持つ正弦波と乗算した後、端子191、192、193、194に供給する出力信号とする。具体的には、チャンネル2には $-f_s$ [Hz]、チャンネル3には $-2f_s$ [Hz]、チャンネル4には $-3f_s$ [Hz]の信号を乗算して出力を得ることになる。

【0088】この処理は、チャンネル2では、補正信号発生器196aで、 $\exp(-j2\pi(i/M \times 1))$ の信号を発生させて、その信号を乗算器196で乗算することで行われる。また、チャンネル3では、補正信号発生器197aで、 $\exp(-j2\pi(i/M \times 2))$ の信号を発生させて、その信号を乗算器197で乗算することで行われる。また、チャンネル4では、補正信号発生器198aで、 $\exp(-j2\pi(i/M \times 3))$ の信号を発生させて、その信号を乗算器198で乗算することで行われる。なお、補正信号として示すMは、250μsecの間にチャンネル選択手段173に入力されてくるシンボル数、iはその入力されてくるシンボルが何番目にされたシンボルかを示す添字である。このようにして、オフセット周波数が取り除かれて端子191、192、193、194に得られる信号を周波数軸上で観視すると、図18のC、D、F、Gの右側に示すように、オフセット周波数が払拭された状態になっており、どのチャンネルのサブキャリアの同一のFFT回路で抽出することができる。

【0089】このようにして、チャンネル選択部173では、各チャンネル毎のサブキャリアが分離され、チャ

ンネル選択部173以降の回路では、受信する必要のあるチャンネルのサブキャリアだけを処理することで、該当するチャンネルの情報ビットストリームを得ることができる。

【0090】ところで、図17に示したチャンネル選択部は、多重化されて伝送される4チャンネル全ての信号を分離する構成としたが、いずれか1つのチャンネルの信号だけが必要である場合には、例えば図19に示すチャンネル選択部173'としても良い。即ち、端子201に得られる受信信号(ベースバンド信号)を、セレクト201aと遅延回路201bを使用してシンボル繰り返し処理を施した後に、演算部202に供給すると共に、遅延回路203により1変調時間の $1/2^j$ の時間遅延させた信号を演算部202に供給する。演算部202は、制御部207の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部202の出力は、演算部204に直接供給すると共に、遅延回路205により1変調時間の $1/4$ ( $=1/2^2$ )の時間遅延させた信号を演算部204に供給する。演算部204は、制御部207の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部204の演算出力を、乗算器208で正弦波との乗算によりオフセット周波数を取り除いた後、端子206に供給し、端子206から後段の回路に供給する。なお、乗算器208で補正するオフセット周波数は、制御部207による制御で決定される。このように構成したことで、演算部202と演算部204での加算処理又は減算処理の制御部207による制御で、図17に示したチャンネル選択部173での各チャンネル毎の選択処理状態と同じ状態にすることができ、多重化された4チャンネルの信号の中から所望のチャンネルのサブキャリアだけを抽出することができる。

【0091】また、例えば1伝送帯域で2チャンネルの信号が多重化されている場合(例えば64kbpsの伝送レート)の信号が2チャンネル多重化されている場合には、各チャンネルの信号を抽出するチャンネル選択部としては、例えば図20に示すチャンネル選択部173'で構成できる。即ち、端子211に得られる受信信号(ベースバンド信号)を、セレクト211aと遅延回路211bを使用してシンボル繰り返し処理を施した後に、演算部212に供給すると共に、遅延回路213により1変調時間の $1/2^j$ の時間遅延させた信号を演算部212に供給する。演算部212は、制御部215の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部212の演算出力を、乗算器216で正弦波との乗算によりオフセット周波数を取り除いた後、端子214に供給し、端子214から後段の回路に供給する。なお、乗算器216で補正するオフセット周波数は、制御部215による制御で決定される。このように構成したことで、演算部212での加算処理

又は減算処理の制御部215による制御で、多重化された2チャンネルの信号の中からいずれか一方のチャンネルのサブキャリアだけを抽出することができる。

【0092】なお、例えば1伝送帯域での最大伝送レートが128kbpsの場合に、最大伝送レートとして64kbpsまでサポートしたい端末装置において、8kbpsのような低速のレートの受信を行う場合には、その端末装置での最大伝送レート(64kbps)に対応したチャンネル選択部を備えて、64kbpsのマルチキャリア信号として処理した、周波数軸上のサブキャリアを時間軸上のシンボルストリームに変換した後に、そのシンボルストリームから所望のチャンネルを選択するような処理を行っても良い。

【0093】また、逆に8kbpsしかサポートしないなどといった低レート専用の受信機は、図19中の演算部204と遅延回路205に相当する処理手段とシリアルに連結して同様の処理を行うことにより、チャンネル選択手段173の出力シンボル数を、端子201が有する信号線の $1/2^N$ (Nは連結した処理手段の段数)に削減することが可能となる。このチャンネル選択手段内部の段数は任意の値を選ぶことが可能で、この値は該受信機のサポートする最大伝送レートによって決定される。なお、各段における遅延量は、 $1/2^j$ (jは段数を示す)とする。

【0094】なお、この実施の形態では、セルラ方式の無線電話システムの例であるとしたが、このように多重伝送される信号から所望のチャンネルを選択して受信する受信機は、マルチキャリア信号で複数のチャンネルの放送信号が多重伝送されるDAB(デジタルオーディオ放送: Digital Audio Broadcasting)等の他のシステム用の受信機にも適用できる。この受信機に適用することで、受信機が備えるフーリエ変換手段として、1チャンネルのサブキャリアだけを変換処理する能力のものを備えるだけでなく、従来のように1伝送帯域のサブキャリアを全て変換処理する能力のものを備える場合に比べて、受信機の構成を簡単にすることができる。

【0095】次に、本発明の第6の実施の形態を、図21～図24を参照して説明する。本実施の形態においては、セルラ方式の無線電話システムに適用した例としてあり、1伝送帯域で複数のチャンネルを多重伝送する場合に、その多重化される任意の1チャンネルをパイロットチャンネルとしたものである。

【0096】図21は、本実施の形態での送信構成を示した図である。ここでは、チャンネル1～チャンネルN(Nは任意の整数)のチャンネル数Nの情報ビットストリームが、端子221a～221nに得られると共に、端子221pにパイロットチャンネルのビットストリームが得られるものとする。なお、ここではパイロットチャンネルのデータとして、予め決められた既知信号を端子221pに供給する。また、この既知信号の他に、何



らかの制御データ（例えば基地局を認識するためのIDなど）を伝送するようにしても良い。また、ここではパイロットチャンネル以外のチャンネル（チャンネル1～チャンネルN）をトラフィックチャンネルと称する。

【0097】端子221a～221nに得られる各トラフィックチャンネルの情報ビットストリームは、ここでは同位伝送レート（ビットストリームとしてあり、それぞれ別のコーディング部222a～222nに供給して、符号化ならびにインターリーブなどのコーディング処理を個別に行う。コーディング部222a～222nで符号化された各チャンネルのビットストリームは、それぞれ別のシンボルマッピング部223a～223nに供給して、各チャンネル毎に個別に送信シンボルへマッピングする。また、端子221pに得られるパイロットチャンネルのビットストリームは、ここではシンボルマッピング部223pに直接供給して、送信シンボルへマッピングする。

【0098】各チャンネル毎のシンボルマッピング部223a～223n、223pで生成された送信シンボルは、混合回路（マルチプレクサ）224に供給して、1系統のシンボルストリームに混合する。この混合回路224での混合処理構成は、例えば第2の実施形態において、図6で説明した混合回路124と同様の処理構成とすることができる。混合回路224で混合された送信シンボルは、マルチキャリア処理部225でスクランブル処理、逆フーリエ変換処理、窓付け処理などの周波数軸上に配置されたサブキャリアで構成されるマルチキャリア信号とする処理を行って、生成されたマルチキャリア信号を、送信処理部226に供給して、高周波信号を搬送する所定の伝送周波数帯域に周波数変換し、その周波数変換された送信信号をアンテナ227から無線送信する。

【0099】図23は、このようにパイロットチャンネルを含むチャンネル構成とした場合の、1伝送帯域での多重状態の例を示したものである。ここでは、チャンネル1～3の3チャンネルのトラフィックチャンネルと、1つのパイロットチャンネルを多重化した例としてあり、各チャンネルのサブキャリアが順に配置してある。

【0100】次に、このように送信される信号を受信する構成を、図24に示す。アンテナ231が接続された受信処理部232では、所定の伝送周波数帯域の信号を受信して、ベースバンド信号に変換する。変換されたベースバンド信号は、第1及び第2のチャンネル選択部233a及び233bに供給する。第1のチャンネル選択部233aでは、受信するトラフィックチャンネルのサブキャリアを選択する処理を行う。第2のチャンネル選択部233bでは、パイロットチャンネルのサブキャリアを選択する処理を行う。各チャンネル選択部233a、233bで選択されたサブキャリアは、それぞれ別にマルチキャリア処理部234a、234bに供給し、

フーリエ変換処理などで周波数軸上のサブキャリアを時間軸上のシンボルストリームに変換する処理を行う。マルチキャリア処理部234aで得られた所定のトラフィックチャンネルのシンボルストリームは、パイロットイコライザ235に供給する。

【0101】このイコライザ235では、パイロットチャンネルで受信した既知信号の状態に基づいて伝送路状態を推定し、その推定した伝送路状態に基づいて、トラフィックチャンネルで受信したシンボルの伝送路の等化処理を行い、その等化処理されたシンボルの同期検波を行う。検波されたシンボルは、ビット抽出部236に供給して符号化ビットを抽出し、その抽出されたビットデータをデコード部237に供給してデコードし、デコードされた情報ビットストリームを端子238に得る。また、パイロットチャンネルで受信されたデータは、図示しない端末装置の制御部に供給して、そのデータに基づいた制御処理を行う。

【0102】第1及び第2のチャンネル選択部233a及び233bは、例えば図24に示すように構成する。即ち、第1のチャンネル選択部233aでは、前段の回路から端子241に得られる信号に、セレクタ241aと遅延回路241bを使用したシンボル繰り返し処理を施した後に、演算部242に供給すると共に、遅延回路243により1変調時間の $1/2^1$ の時間遅延させた信号を演算部242に供給する。演算部242は、制御部247の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部242の出力は、演算部244に直接供給すると共に、遅延回路245により1変調時間の $1/4$ （ $=1/2^2$ ）の時間遅延させた信号を演算部244に供給する。演算部244は、制御部247の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部244の演算出力を、乗算器248で制御部247から指示された正弦波を乗じることによりオフセット周波数を取り除いた後に、端子246から後段の回路に供給する。

【0103】また、第2のチャンネル選択部233bでは、前段の回路から端子251に得られる信号に、セレクタ251aと遅延回路251bを使用したシンボル繰り返し処理を施した後に、演算部252に供給すると共に、遅延回路253により1変調時間の $1/2^1$ の時間遅延させた信号を演算部252に供給する。演算部252は、制御部247の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部252の出力は、演算部254に直接供給すると共に、遅延回路255により1変調時間の $1/4$ （ $=1/2^2$ ）の時間遅延させた信号を演算部254に供給する。演算部254は、制御部247の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部254の演算出力を、乗算器257で

制御部247から指示された正弦波を乗せることによりオフセット周波数を取り除いた後に、端子256から後段の回路に供給する。このように構成したことで、制御部247の制御に基づいて、第1のチャンネル選択部233aでは、所望のトラフィックチャンネルのサブキャリアを抽出することができると共に、他にはチャンネル選択部233bでは、パイロットチャンネルのサブキャリアを抽出することができる。

【0104】このように構成したことで、パイロットチャンネルで伝送される既知信号(パイロット信号)に基づいて伝送路推定を行うことが可能になり、同期検波で送受信を行うことが可能となる。これにより差動変調を行ったときと比べて良好な伝送特性を得ることができる。また、同一の基地局から送信されているチャンネルに因っては、基本的には互いに直交性が保たれていることから干渉元とならず、他の基地局から送信されている信号のみが干渉として影響する。このような場合、パイロット信号が各基地局から送信されているので、これを用いてアダプティブプリアンプ等を適用することによって、干渉をキャンセルすることも可能である。なお、この実施の形態の場合にも、4チャンネルを多重化する場合を説明したが、他の実施の形態で説明した例と同様に、基本となる多重数を2<sup>N</sup>として種々の多重通信を行う構成とすることができる。

【0105】なお、ここまでに説明した各実施の形態では、1変調単位内での処理を説明したが、実際にはこの処理が時間軸上で繰り返し実行されることになる。そこで、1変調時間単位で、論理チャンネルと物理チャンネルの対応を変化させることで、低伝送レートのチャンネルにおいても、システム帯域の全ての周波数を使用して通信を行うことが可能になる。図25は、この場合の一例を示したもので、タイムスロットTS1、TS2、TS3、…と、1タイムスロット毎に論理チャンネルCH1〜CH4のサブキャリアの配列を変化させてある。ここでは4タイムスロットを1周期とした周期的な変化である。この論理チャンネルと物理チャンネルとの対応は、既存の周波数ホッピングシステムにおけるホッピングパターンを用いば良い。

【0106】また、上述した各実施の形態では、1つの伝送帯域内での処理だけを説明したが、複数の伝送帯域が用意されている場合には、周波数帯域を入れ替える周波数ホッピングと称される処理を行うようにしても良い。図26は、この場合の一例を示したもので、ここでは6つの伝送帯域F1〜F6(1つの伝送帯域が各実施の形態での1伝送帯域に相当)が用意されている場合、例えば通信時間Taでは周波数が低い方から帯域F1、F2、F3、F4、F5、F6の配列とし、以下通信時間Tb、Tc、Tdと所定時間単位毎に帯域の配列を変化させる。この場合にも周期的に変化させる。このように周波数ホッピングさせることで、より大きな周波数ダ

イバーシティ効果を得ることができる。また、図25に示した各帯域内でサブキャリアの配列を変える処理と、図26に示した帯域毎の周波数ホッピング処理とを併用するようにしても良い。

【0107】また、上述した各実施の形態では、マルチキャリア信号により伝送を行う際の変復調処理の詳細については説明しなかったが、各実施の形態で説明したように、周波数軸上のサブキャリアを複数本毎に1チャンネルに割当てする際には、そのチャンネルに割当てられているサブキャリアの隣り合うものどうしで差動変調(位相変調又は振幅変調)を行った後に送信し、受信側では逆の復調処理(即ちそのチャンネルに割当てられているサブキャリアの隣り合うものどうしで差動復調処理)を行うようにしても良い。この処理は、例えばセルラ方式などの無線電話システムにおいては、端末装置から基地局への上り回線の通信に適用できる。また、基地局から端末装置への下り回線の通信にも適用できる。

【0108】このように処理することで、例えば端末装置が高速で移動中である場合、この処理を行わない場合には、シンボル間でフェージングの相関が低くなり特性が劣化する可能性があるが、本例の処理を行うことで、シンボル間の相関が高くなり、同期検波に比べて簡単な処理で実行できる差動復調で、良好な受信が可能になり、端末装置側の移動速度に依存しない良好な伝送ができる。

【0109】また、周波数軸上のサブキャリアを複数本毎に1チャンネルに割当てする際に、各サブキャリアが同一チャンネルに割当てられているか否かに関係なく、周波数軸上で隣り合うサブキャリア間では差動変調(位相変調又は振幅変調)を行った後に送信し、受信側では逆の復調処理(即ち隣接するサブキャリア間)で差動復調処理を行うようにしても良い。この処理については、例えばセルラ方式などの無線電話システムにおいては、端末装置から基地局への上り回線の通信に適用できる。また、基地局から端末装置への下り回線の通信にも適用できる。

【0110】なお、ここで説明したそれぞれの差動変調処理及び差動復調処理は、サブキャリア数が各実施の形態で説明した2のN乗でない場合にも適用できるものである。

【0111】また、上述した各実施の形態では、主として無線電話システムやDAB(デジタルオーディオ放送)に適用した例について説明したが、他のマルチキャリア信号により多重伝送される他の各種伝送システムにも適用できることは勿論である。また、各実施の形態で示した伝送レート、周波数間隔、多重数などの値は、一例として示したものであり、他の値が適用できることは勿論である。

【0112】

【発明の効果】請求項1に記載した通信方法によると、

各チャンネルが多重化されてマルチキャリア信号となった送信信号には、各チャンネルの送信シンボルが所定の周波数間隔で配置されているので、送信側で多重化された送信信号を形成する処理が簡単に行えると共に、それぞれのチャンネルの信号だけを抽出して受信処理することが容易に行え、受信側の構成を簡単に行うことができる。また、無線通信に適用した場合には、広いサブキャリア間隔で広帯域通信を行うことから、周波数ダイバーシティ効果を得ることも可能となる。

【0113】請求項2に記載した通信方法によると、請求項1に記載した発明において、送信するデータのビットレートに応じて、Nの値を可変設定したことで、ビットレートの異なるデータを混在させて伝送することが容易に行える。

【0114】請求項3に記載した通信方法によると、請求項1に記載した発明において、基地局から送信される下りチャンネルの1チャンネルをパイロットチャンネルとして確保し、残りのチャンネルをトラフィックチャンネルとし、基地局では、パイロットチャンネルで既知信号の送信を行い、端末装置では、パイロットチャンネルで受信されたシンボルを用いて、トラフィックチャンネルで受信したシンボルの伝送路の等化処理を行って、その等化処理されたシンボルの同期検波を行うことで、伝送信号の等化処理を容易かつ良好に行うことができる。

【0115】請求項4に記載した通信方法によると、請求項1に記載した発明において、伝送される信号を、チャンネル単位又は周波数単位で周波数ホッピングさせることで、多重化された信号が効率良く拡散されて伝送され、良好な伝送状態を確保できる。

【0116】請求項5に記載した通信方法によると、チャンネル配置としては、所定数毎のサブキャリアを使用したマルチキャリア信号と共に、各チャンネル毎のサブキャリアの隣り合うものどうして差動変調が行われることで、各チャンネルの信号だけで送信処理や受信処理が可能になる。

【0117】請求項6に記載した通信方法によると、請求項5に記載した発明において、送信側で、各チャンネルに割当てられているサブキャリアの隣り合うものどうして差動変調を行う代わりに、周波数軸上で隣り合うサブキャリア間で差動変調を行い、受信側で、各チャンネルに割当てられているサブキャリアの隣り合うものどうして差動復調を行う代わりに、周波数軸上で隣り合うサブキャリア間で差動復調を行うことで、周波数軸上のサブキャリアの配列に基づいた処理によっても、伝送処理が可能になる。

【0118】請求項7に記載した送信機によると、各チャンネルの送信シンボルが所定の周波数間隔で配置されて、各チャンネルが多重化されたマルチキャリア信号が送信され、各チャンネルの送信シンボルを一定の処理で配置でき、簡単な処理で容易に多重化できる送信信号を

形成できる。

【0119】請求項8に記載した送信機によると、請求項7に記載した発明において、送信するデータのビットレートに応じて、Nの値を可変設定することで、ビットレートの異なるデータを混在させて伝送することが容易に行える。

【0120】請求項9に記載した送信機によると、請求項7に記載した発明において、複数のチャンネルの送信シンボルを個別に生成させた後、1シンボル毎に各チャンネルのシンボルを並べて多重シンボル列を生成し、生成された多重シンボル列に一括してマルチキャリア信号生成処理を行い、複数のチャンネルを一括して送信処理を行うことで、複数のチャンネルの送信処理が簡単な構成で一括して行える。

【0121】請求項10に記載した送信機によると、請求項7に記載した発明において、送信シンボルを生成し、生成した送信シンボルを時間軸上での信号として取り出した後に、自局に割当てられたチャンネルに相当する周波数オフセット分を置込む処理を行うことで、目的とする周波数で送信する処理を簡単な構成で良好に行える。

【0122】請求項11に記載した送信機によると、請求項7に記載した発明において、送信される複数のチャンネルの1つのチャンネルをパイロットチャンネルとして既知信号を送信処理し、残りのチャンネルをトラフィックチャンネルとして送信処理することで、パイロットチャンネルで送信される既知信号に基づいて伝送制御が良好に行える。

【0123】請求項12に記載した送信機によると、請求項7に記載した発明において、生成されたマルチキャリア信号を、チャンネル単位又は所定周波数帯域単位で周波数ホッピングさせる周波数ホッピング手段を備えたことで、周波数/干渉ダイバーシティ効果が得られ、より良好に伝送されるようになる。

【0124】請求項13に記載した受信機によると、各チャンネルの送信シンボルが所定の周波数間隔で配置されて、各チャンネルが多重化されたマルチキャリア信号を受信でき、所定の周波数間隔の送信シンボルを抽出して受信処理すれば、所望の受信チャンネルの信号を得ることができ、多重化されて伝送される信号から所望のチャンネルの信号を容易に得ることができる。

【0125】請求項14に記載した受信機によると、請求項13に記載した発明において、受信した信号より通信に用いられた帯域幅で送信されてきた全シンボルの内、送信側が送信している通信チャンネルのシンボルのみを抽出し、この抽出したシンボルをチャンネルデコードに供給してデコードすることで、必要とするシンボルだけの受信処理が効率良く行える。

【0126】請求項15に記載した受信機によると、請求項13に記載した発明において、受信信号の帯域幅に

より決定されるサンプルレートにより受信信号のサンプリングを行い、サンプリングされたシンボルを互いに加算もしくは減算することにより、所望の受信チャンネルを選択し、後段に出力するシンボル数を減少させて、受信時の最大ビットレートにより決定される必要最小限のサンプルレートとし、この必要最小限のサンプルレートのシンボル数の受信データを受信処理することで、必要なサンプルレートのシンボル数の受信データを効率良く得ることができる。

【0127】請求項16に記載した受信機によると、請求項15に記載した発明において、受信データを受信処理する受信処理手段は、最大ビットレートにより決定される処理能力を備え、最大ビットレートよりも低いビットレートでの通信を行う際には所望のビットのみを抽出することで、低いビットレートでの通信時のデータ処理量を減らすことができる。

【0128】請求項17に記載した受信機によると、請求項13に記載した発明において、パイロットチャンネルの受信処理手段と、トラフィックチャンネルの受信処理手段とを備え、パイロットチャンネルの受信処理手段で受信された既知信号のシンボルを用いて、トラフィックチャンネルの受信処理手段で、トラフィックチャンネルの受信シンボルの伝送路の等化処理を行うことで、トラフィックチャンネルの受信シンボルの伝送路の等化処理を、パイロットチャンネルの受信信号に基づいて良好に行うことができ、良好な受信処理ができる。

【0129】請求項18に記載した受信機によると、請求項13に記載した発明において、受信した信号を、チャンネル単位又は所定周波数帯域単位で周波数ホッピングさせる周波数ホッピング手段を備えたことで、周波数ホッピングされた伝送信号の受信処理を適正に行える。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施の形態による送信構成例を示すブロック図である。

【図2】本発明の第1の実施の形態によるヌルシンボルの挿入及び抽出状態の例を示す説明図である。

【図3】本発明の第1の実施の形態による受信構成例を示すブロック図である。

【図4】本発明の第1の実施の形態による処理をTDM方式に適用した例を示す説明図である。

【図5】本発明の第2の実施の形態による送信構成例を示すブロック図である。

【図6】本発明の第2の実施の形態による混合回路の例を示す構成図である。

【図7】本発明の第2の実施の形態による混合状態の例を示す説明図である。

【図8】本発明の第3の実施の形態による送信構成例を示すブロック図である。

【図9】本発明の第3の実施の形態による混合状態の例を示す説明図である。

【図10】本発明の第4の実施の形態による送信構成例を示すブロック図である。

【図11】本発明の第4の実施の形態による内部チャンネル選択部の構成例を示すブロック図である。

【図12】本発明の第4の実施の形態によるサブキャリア配置例を示す説明図である。

【図13】本発明の第4の実施の形態による受信構成例を示すブロック図である。

【図14】本発明の第4の実施の形態による分離回路の例を示す構成図である。

【図15】本発明の第4の実施の形態による分離状態の例を示す説明図である。

【図16】本発明の第5の実施の形態による受信構成例を示すブロック図である。

【図17】本発明の第5の実施の形態によるチャンネル選択部の例を示す構成図である。

【図18】本発明の第5の実施の形態によるチャンネル選択部での処理例を示す説明図である。

【図19】チャンネル選択部の他の例を示す構成図である。

【図20】チャンネル選択部の更に他の例を示す構成図である。

【図21】本発明の第6の実施の形態による送信構成例を示すブロック図である。

【図22】本発明の第6の実施の形態による受信構成例を示すブロック図である。

【図23】本発明の第6の実施の形態による送信シンボルの配置例を示す説明図である。

【図24】本発明の第6の実施の形態によるチャンネル選択部の例を示す構成図である。

【図25】本発明の各実施の形態での他の処理によるサブキャリア配置例を示す説明図である。

【図26】本発明の各実施の形態に適用される周波数ホッピング処理を示す説明図である。

【図27】従来のDS-SS-CDMA方式の送信処理例を示すブロック図である。

【図28】従来のDC-SS-CDMA方式の受信処理例を示すブロック図である。

【図29】従来のTDM方式における多重化例を示す説明図である。

【図30】従来のOFDM方式の送信処理例を示すブロック図である。

【図31】従来のOFDM方式の受信処理例を示すブロック図である。

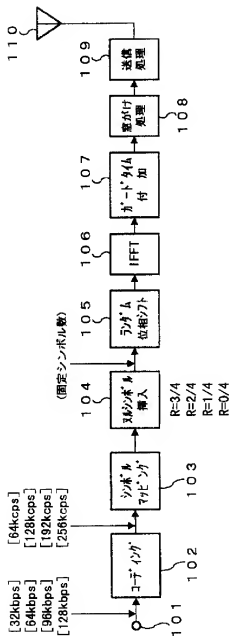
【符号の説明】

103, 123 a~123 n, 133 a~133 d, 143 a~143 n, 223 a~223 n, 223 p...シンボルマッピング処理部、104...ヌルシンボル挿入部、105, 125, 144 a~144 n...ランダム位相シフト部、106, 126, 145 a~145 n...逆

フーリエ変換処理部 (IFFT処理部)、107、127…ガードタイム付加部、108、128…窓がけ処理部、109、129、147a~147n、226…送信処理部、112、162、172、232…受信処理部、113、163…窓がけ処理部、114、164…フーリエ変換処理部 (FFT処理部)、115…デスクランブル部、116…シンボル選択部、117、167

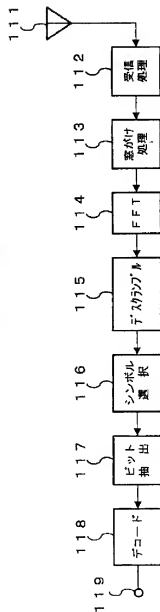
a~167n、175、236…ビット抽出部、124、134、224…混合回路、146a~146n、173、173'、173'', 223a、223b…チャンネル選択部、165…ランダム位相シフト部、166…分離回路、174、225、234a、234b…マルチキャリア処理部、235…チャンネルイコライザ

【図1】



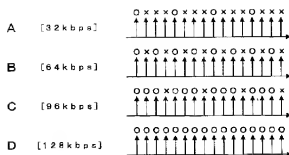
第1の実施の形態による送信構成

【図3】

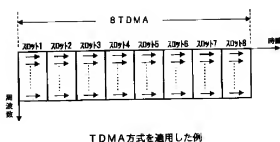


第1の実施の形態による受信構成

【図2】

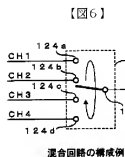


【図4】

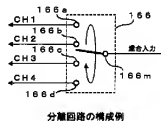
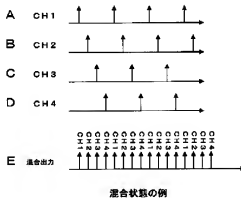


送信時のマルチンボルの挿入及び受信時の抽出シンボル

【図14】



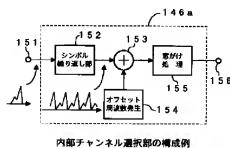
【図7】



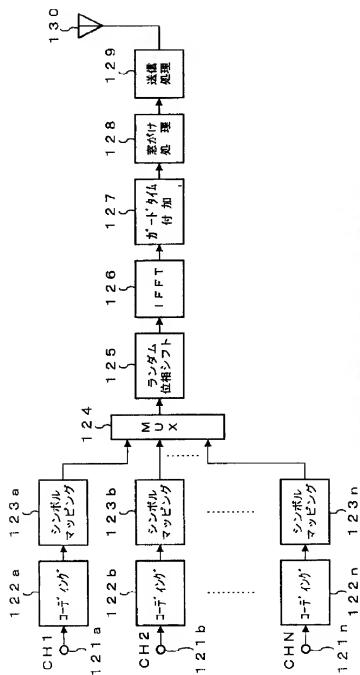
【図9】



【図11】

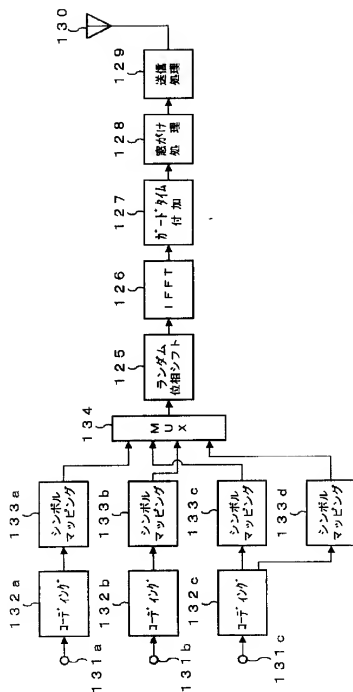


【図5】



第2の実施の形態による送信構成

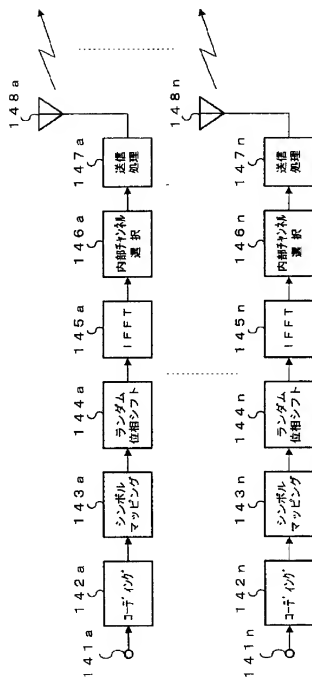
【図8】



第3の実施の形態による送信構成

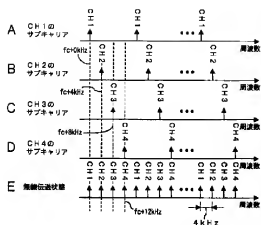


【図10】

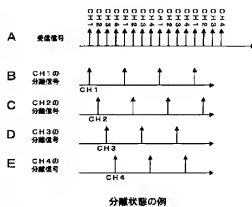


第4の実施の形態による送信構成

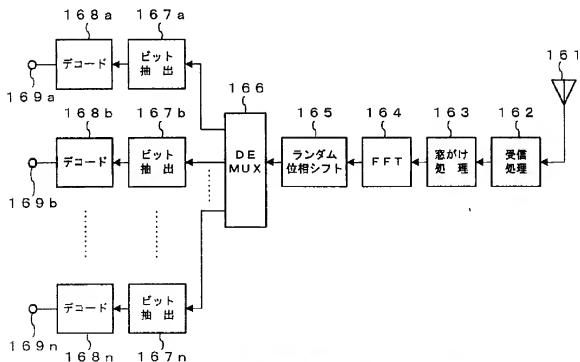
【図12】



【図15】

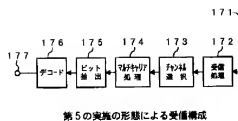


【図13】

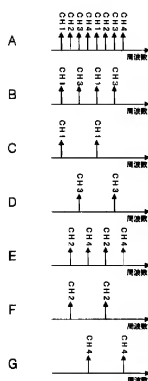


第4の実施の形態による受信構成

【図16】

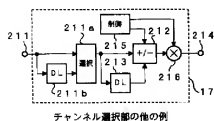


【図18】

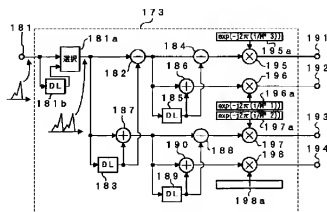


チャンネル選択部での処理例

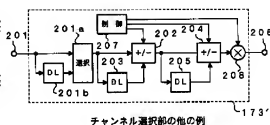
【図20】



【図17】



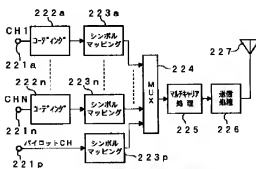
【図19】



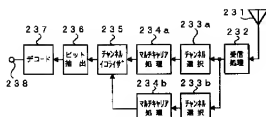
【図23】



【図21】

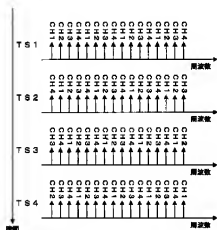


【図22】



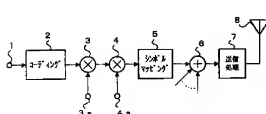
第6の実施の形態の受信構成

【図25】



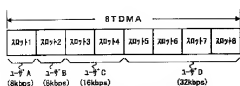
時間軸上におけるチャネルの並びの変化

【図27】



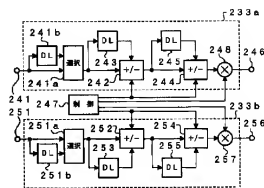
従来のDS-SS-CDMA方式の送信処理例

【図29】



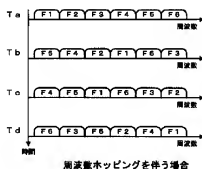
TDMA方式における多重化例

【図24】



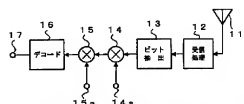
チャンネル選択部の構成例

【図26】



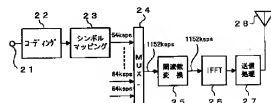
周波数ホッピングを伴う場合

【図28】



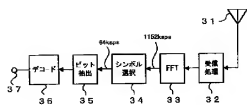
従来のDS-SS-CDMA方式の受信処理例

【図30】



従来のOFDM方式の送信処理例

【図31】



従来のOFDM方式の受信処理例

**JP2001044930(A)**

**DEVICE AND METHOD FOR RADIO COMMUNICATION**

Publication number : **2001-044930**

Date of publication of application : **16.02.2001**

Int. Cl.

**H04B 7/26**

**H04B 3/46**

Application number : **11-216314**

Applicant : **MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD**

Date of filing : **30.07.1999**

Inventor : **SHOJI TAKAHIRO  
KAMI TOYOKI  
KATO OSAMU**

**Abstract:**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To perform radio communication at a transmission rate meeting desired communication quality in accordance with propagation path loss by considering the entire line capacity of a service area.

**SOLUTION:** A transmission power deciding part 105 decides a transmission power value in the communication with a self-station so as not to be interference with the communication with another station on the basis of a transmission power value in the communication with the other station, an SIR measuring part 103 measures SIR (desired wave-to-interference potential power ratio) about a known reference signal in a received signal, and a transmission rate deciding part 109 decides a transmission rate value meeting desired communication quality according to the decided transmission power value and the measured SIR value.

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テマコード <sup>*</sup> (参考)
H 0 4 B 7/26	1 0 2	H 0 4 B 7/26	1 0 2 5 K 0 4 2
		3/46	B 5 K 0 6 7
3/46		7/26	K

審査請求 有 請求項の数11 O L (全 10 頁)

(21) 出願番号	特願平11-216314	(71) 出願人	000005821 松下電器産業株式会社 大阪府門真市大字門真1006番地
(22) 出願日	平成11年7月30日 (1999.7.30)	(72) 発明者	庄司 隆浩 神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1号 松下通信工業株式会社内
		(72) 発明者	上 豊樹 神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1号 松下通信工業株式会社内
		(74) 代理人	100105050 弁理士 鷲田 公一

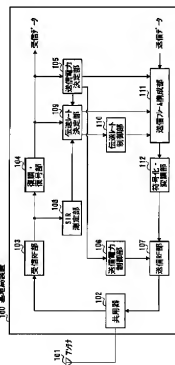
最終頁に続く

## (54) 【発明の名称】 無線通信装置および無線通信方法

## (57) 【要約】

【課題】 サービスエリア全体の回線容量を考慮し、伝搬路損失に応じて所望の通信品質を満たす伝送レートにて無線通信を行うこと。

【解決手段】 送信電力決定部105が、他局間の通信における送信電力値に基づいて、他局間の通信に干渉とならないような自局間の通信における送信電力値を決定し、SIR測定部108が、受信信号中の既知参照信号についてのSIRを測定し、伝送レート決定部109が、決定された送信電力値および測定されたSIR値に従って所望の通信品質を満たすような伝送レート値を決定する。



#### 【特許請求の範囲】

【請求項1】 他局間の通信における送信電力値に基づいて、他局間の通信に干渉とならないような送信電力値を決定する送信電力決定手段と、伝搬路損失情報に基づいて通信回線の伝搬路損失を推定する推定手段と、決定された送信電力値および推定された伝搬路損失に従って所望の通信品質を満たす伝送レート値を決定する伝送レート決定手段と、を具備することを特徴とする無線通信装置。

【請求項2】 推定手段は、伝搬路損失情報として、送信した既知参照信号に対して通信相手から返信された既知参照信号の受信品質を示す値を使用して伝搬路損失を推定することを特徴とする請求項1記載の無線通信装置。

【請求項3】 推定手段は、伝搬路損失情報として、受信電力値と通信相手から送信された送信電力値とを使用して伝搬路損失を推定することを特徴とする請求項1記載の無線通信装置。

【請求項4】 推定手段は、任意の時間において複数回取得した伝搬路損失情報に基づいて伝搬路損失を推定することを特徴とする請求項1から請求項3のいずれかに記載の無線通信装置。

【請求項5】 伝送レート決定手段は、決定された送信電力値および推定された伝搬路損失と伝送レート値との対照テーブルを有しており、前記対照テーブルを参照することにより伝送レート値を決定することを特徴とする請求項1記載の無線通信装置。

【請求項6】 決定された送信電力値および決定された伝送レート値を制御信号として送信するとともに、前記決定された送信電力値および前記決定された伝送レート値にてユーザデータを送信する送信手段を具備することを特徴とする請求項1から請求項5のいずれかに記載の無線通信装置。

【請求項7】 通信相手で決定された送信電力値および伝送レート値を受信する受信手段と、前記送信電力値および前記伝送レート値にてユーザデータを送信する送信手段と、を具備することを特徴とする無線通信装置。

【請求項8】 請求項1から請求項7のいずれかに記載の無線通信装置を備えることを特徴とする移動体通信基地局装置。

【請求項9】 請求項1から請求項7のいずれかに記載の無線通信装置を備えることを特徴とする移動体通信端末装置。

【請求項10】 一方の無線通信装置が、他局間の通信における送信電力値に基づいて、他局間の通信に干渉とならないような送信電力値を決定し、通信回線の伝搬路損失を推定し、決定した送信電力値および推定した伝搬路損失に従って所望の通信品質を満たす伝送レート値を決定し、前記決定した送信電力値および決定した伝送レート値を制御信号として送信するとともに、前記決定し

た送信電力値および前記決定した伝送レート値にてユーザデータを送信し、他方の無線通信装置が、前記移動体通信基地局装置から送信された送信電力値および伝送レート値にてユーザデータを送信する、ことを特徴とする無線通信方法。

【請求項11】 ユーザデータ送信前に伝送レート値を決定し、前記伝送レート値を通信終了まで変化させないことを特徴とする請求項10記載の無線通信方法。

#### 【発明の詳細な説明】

【発明の属する技術分野】 本発明は、無線通信装置および無線通信方法に関する。

#### 【0001】

【従来の技術】 従来、移動体無線通信システムでは、無線伝播路における信号の電力損失（以下、「伝搬路損失」という。）に応じて、およびデータの伝送レートに応じて、信号の送信電力が制御される。すなわち、無線伝播路環境が悪く伝搬路損失が大きいくほど、送信側は、受信側での所望通信品質を満たすために、送信電力を大きくして信号を送信する。また、伝送レートが低いほど受信側でのデータ誤り率が高くなってしまいうため、データ誤り率が一定の範囲に収まるように、送信側は、伝送レートが高くなるほど送信電力を大きくして信号を送信する。

#### 【0003】

【発明が解決しようとする課題】 しかし、上記従来の送信電力制御においては、ある移動局-基地局間（以下、「自局間」という。）での伝播路環境がシャドーイング等によって悪く、送信側が送信電力を大きくすると、自局間の通信品質は満たされるが、自局間の通信が、同セル内に存在する他の移動局-上記基地局間および他セルに存在する他の移動局-他セルの基地局間（以下、両者をまとめて「他局間」という。）の通信にとっては干渉となり、他局間の通信品質を悪化させてしまうことがある。この場合、他局間では、通信品質を維持するために、送信側が送信電力を大きくするが、これは自局間にとっては干渉となるため、自局間ではさらに送信側が送信電力を大きくする。各移動局-基地局間においてこのような送信電力制御が行われると、システム全体において通信品質が一向に良くならず、また、システム全体の回線使用効率も低下してしまう、という問題がある。

【0004】 また、ある移動局が伝送レートの高い通信を行うことを要求する場合には、送信側は送信電力を大きくしてデータを送信するため、この伝送レートの高い通信が他局間の通信にとっては干渉となり、他局間の通信品質を悪化させてしまうことにより、上記同様の問題が発生する。この場合、伝送レートの高い通信を行うことを要求する移動局に対して通信自体を禁止することにより上記問題を解決することも考えられるが、通信サービスを提供するに当たって通信自体を禁止するというこ



とは好ましい解決手段ではない。

【0005】本発明はかかる点に鑑みてなされたものであり、サービスエリア全体の回線容量を考慮し、伝搬路損失に応じて所望の通信品質を満たす伝送レートにて無線通信を行う無線通信装置および無線通信方法を提供することを目的とする。

【0006】

【課題を解決するための手段】本発明の無線通信装置は、他局間の通信における送信電力値に基づいて、他局間の通信に干渉としないような送信電力値を決定する送信電力決定手段と、伝搬路損失情報に基づいて通信回線の伝搬路損失を推定する推定手段と、決定された送信電力値および推定された伝搬路損失に従って所望の通信品質を満たす伝送レート値を決定する伝送レート決定手段と、を具備する構成を採る。

【0007】この構成によれば、他局間の通信に対して干渉としないような送信電力値を決定し、決定した送信電力値と推定した伝搬路損失とから伝送レート値を決定するため、他局間に干渉を与えることなく所望通信品質を満たす伝送レート値によって通信を行うことができる。

【0008】本発明の無線通信装置は、推定手段は、伝搬路損失情報として、送信した既知参照信号に対して通信相手から返信された既知参照信号の受信品質を示す値を使用して伝搬路損失を推定する構成を採る。

【0009】この構成によれば、通信相手から返信された受信品質を示す値を使用するため、通信相手へ向かう通信回線における伝搬路損失を的確に推定できる。

【0010】本発明の無線通信装置は、推定手段は、伝搬路損失情報として、受信電力値と通信相手から送信された送信電力値とを使用して伝搬路損失を推定する構成を採る。

【0011】この構成によれば、受信電力値と通信相手から送信された送信電力値とを使用するため、通信相手からの通信回線における伝搬路損失を的確に推定できる。

【0012】本発明の無線通信装置は、推定手段は、任意の時間において複数回取得した伝搬路損失情報に基づいて伝搬路損失を推定する構成を採る。

【0013】この構成によれば、任意の時間において複数回取得した伝搬路損失情報に基づいて伝搬路損失を推定するため、距離特性、シャドウイング特性、および通信相手の移動方向や移動速度を考慮して伝送レートを決定することができる。

【0014】本発明の無線通信装置は、伝送レート決定手段は、決定された送信電力値および推定された伝搬路損失と伝送レート値との対照テーブルを有しており、前記対照テーブルを参照することにより伝送レート値を決定する構成を採る。

【0015】この構成によれば、予め各数値の対応が定

められたテーブルを参照して伝送レート値を決定するため、簡易かつ短時間に伝送レート値を決定することができる。

【0016】本発明の無線通信装置は、決定された送信電力値および決定された伝送レート値を制御信号として送信するとともに、前記決定された送信電力値および前記決定された伝送レート値にてユーザデータを送信する送信手段を具備する構成を採る。

【0017】本発明の無線通信装置は、通信相手で決定された送信電力値および伝送レート値を受信する受信手段と、前記送信電力値および前記伝送レート値にてユーザデータを送信する送信手段と、を具備する構成を採る。

【0018】本発明の移動体通信基地局装置は、前記いずれかの無線通信装置を備える構成を採る。

【0019】本発明の移動体通信端末装置は、前記いずれかの無線通信装置を備える構成を採る。

【0020】これらの構成によれば、他局間の通信に対して干渉としないような送信電力値を決定し、決定した送信電力値と推定した伝搬路損失とから伝送レート値を決定するため、他局間に干渉を与えることなく所望通信品質を満たす伝送レート値によって通信を行うことができる。

【0021】本発明の無線通信方法は、一方の無線通信装置が、他局間の通信における送信電力値に基づいて、他局間の通信に干渉としないような送信電力値を決定し、通信回線の伝搬路損失を推定し、決定した送信電力値および推定した伝搬路損失に従って所望の通信品質を満たす伝送レート値を決定し、前記決定した送信電力値および決定した伝送レート値を制御信号として送信するとともに、前記決定した送信電力値および前記決定した伝送レート値にてユーザデータを送信し、他方の無線通信装置が、前記移動体通信基地局装置から送信された送信電力値および伝送レート値にてユーザデータを送信する、ようにした。

【0022】この方法によれば、他局間の通信に対して干渉としないような送信電力値を決定し、決定した送信電力値と推定した伝搬路損失とから伝送レート値を決定するため、他局間に干渉を与えることなく所望通信品質を満たす伝送レート値によって通信を行うことができる。

【0023】本発明の無線通信方法は、ユーザデータ送信前に伝送レート値を決定し、前記伝送レート値を通信終了まで変化させないようした。

【0024】この方法によれば、ユーザデータ送信前に決定した伝送レート値を通信終了まで変化させないため、無線通信装置が静止状態等により伝送レートを適応的に変化する必要のない場合に、伝送レート値決定のための処理の負荷を軽減することができる。

【0025】

【発明の実施の形態】本発明者は、上記問題が発生する原因は、送信電力制御が、他局間の通信に対する干渉やシステム全体の回線使用効率を考慮することなく各移動局-基地局間において別個に行われていること、および、伝送レートが、各移動局の通信環境を考慮することなく、各移動局からの要求に従って決定されていることにあると着目し、本発明を企及に至った。

【0026】すなわち、本発明の骨子は、他局間の通信における送信電力値に基づいて、他局間の通信に干渉とならないような自局間の通信における送信電力値を決定し、決定された送信電力値によって十分な通信品質を得ることができる伝送レート値にて自局間の通信を行うことである。

【0027】以下、本発明の一実施の形態について、図面を参照して詳細に説明する。なお、以下の説明では、無線通信装置として、移動体通信基地局装置（以下、「基地局装置」という）および移動体通信端末装置（以下、「移動局装置」という）について説明する。

【0028】（実施の形態）図1は本発明の一実施の形態に係る基地局装置の概略構成を示す要部ブロック図であり、図2は本発明の一実施の形態に係る移動局装置の概略構成を示す要部ブロック図であり、図3は本発明の一実施の形態に係る基地局装置が有する伝送レート決定テーブルである。

【0029】図1の基地局装置100において、共用器102は、送受信を1つのアンテナ101で行うための切り替え制御を行い、受信RF部103は、受信信号を増幅した後、受信信号の周波数を中間周波数またはベースバンド周波数に変換し、復調・復号部104は、中間周波数またはベースバンド周波数に変換された受信信号を復調・復号し受信データを得る。

【0030】送信電力決定部105は、移動局装置より基地局装置100に対して呼接続要求があった場合に、他局間の通信に対して干渉とならないような送信電力値を決定する。

【0031】例えば、送信電力決定部105が、基地局装置100が現在通信しているすべての移動局装置との間の送信電力値を基準にして、他局間の通信に対して干渉とならないような送信電力値を決定する。具体的には、同セトル内に存在する各移動局装置との間での各送信電力値を一定値以下とし、かつ同セトル内の上り回線での送信電力値の合計値および同セトル内の下り回線での送信電力値の合計値を一定値以下とするように制御することにより他局間の通信に対して干渉を与えることを防止する。

【0032】また例えば、以下のような方法によって送信電力値を決定してもよい。すなわち、基地局装置が、まず、移動局装置からの呼接続要求に対して所定の送信電力値および所定の伝送レート値を制御情報として移動局装置へ送信する。これに対し、移動局装置が、制御情報

に基づき送信電力値および伝送レート値で既知参照信号等を基地局装置へ送信する。基地局装置は、制御情報を送信してから既知参照信号等を受信するまでの間に、他局間の通信における干渉電力値やSIR値を測定することにより、移動局装置から送信された既知参照信号等が他局間の通信に与えた干渉度合いを推定する。そして、基地局装置は、移動局装置から送信された既知参照信号等が、他局間の通信にとって所望の通信品質を満たせなくなる程の大きな干渉を与えると推定される場合には前記送信電力値を下げ、また、干渉量が少ないと推定できる場合には前記送信電力値を上げて、再び送信電力値を制御情報として移動局装置へ送信する。このように、伝送レート値を一定にしたまま送信電力値を変化させながら、基地局装置と移動局装置とが複数回繰り返して通信を行うことにより、他局間の通信に対して干渉とならないような最大の送信電力値を決定する。

【0033】なお、送信電力値の決定方法は、これらの方法に限られるものではなく、他局間において行われている通信に対して干渉を与えないような送信電力値を決定する方法であらばよい。

【0034】送信電力制御部106は、送信電力決定部105によって決定された送信電力値に従って送信RF部107に対して送信電力制御を行う。

【0035】送信RF部107は、変調されたデータを、送信電力制御部106が制御する送信電力値に増幅し、共用器102およびアンテナ101を介して送信する。

【0036】SIR測定部108は、受信信号中の既知参照信号についての希望波対干渉電力比（Signal to Interference Ratio；以下、「SIR」という）を測定する。

【0037】伝送レート決定部109は、送信電力決定部105で決定された送信電力値と、SIR測定部108で測定された上り回線のSIR値および移動局装置が基地局装置100に通知する下り回線のSIR値とから、伝送レート値を決定する。

【0038】具体的には、伝送レート決定部109は、送信電力値およびSIR値と伝送レート値との対照テーブルである図3に示すような伝送レート決定テーブルを有しており、このテーブルを参照することにより、送信電力値およびSIR値に対応する伝送レート値を決定する。図3に示すように、伝送レート決定テーブルは、所望の通信品質が満たされるように、送信電力値が小さくなるほど伝送レート値が低くなり、SIR値が小さくなるほど伝送レート値が低くなるようにあらかじめ設定されている。すなわち、送信電力値およびSIR値が大きくなるほど高い伝送レートでの通信を行うことができ、送信電力値およびSIR値が小さくなるほど低い伝送レートでの通信しか行うことができない。今、例えば、送信電力値が15[dBm]で、SIR値が15[dBm]だとす

ると、伝送レート決定テーブルより、伝送レート値は384[kbps]に決定される。このように伝送レート決定テーブルを使用して伝送レート値を決定することにより、簡易かつ短時間に伝送レート値を決定することができる。

【0039】なお、図3において使用した数字は、各値の大小関係を示すために便宜上使用したものであり、各値の実際の決定値および測定値を示すものではない。また、送信電力値およびSIR値と伝送レート値とのテーブル内の具体的な対応については、あらかじめ、シミュレーションやフィールドテスト等の結果に従って所望品質を満たすように最適に設定される。

【0040】また、ここでは、テーブルを使用して最適な伝送レート値を決定したが、最適な伝送レート値の決定方法は、この方法に限られるものではなく、最適な伝送レート値を決定できる方法であればよい。

【0041】ここで、送信電力値のみならずSIR値にも基づいて伝送レート値を決定しているのは、伝送レート値の決定においては送信電力値の他に伝搬路損失等を考慮する必要があるからである。つまり、同じ送信電力値でデータを送信しても、伝搬路損失が大きくなるほど受信側での受信電力値は小さくなってしまい、実質的には送信電力値が小さかったのと同じことになってしまう。従って、伝送レート値の決定に、伝搬路損失の目安となるSIR値も用い、SIR値が小さくなるほど伝送レート値を低くして所望の通信品質を満たそうとするものである。

【0042】また、上り回線のSIR値と下り回線のSIR値の双方を使用して伝送レート値を決定するのは、FDD(Frequency Division Duplex)方式を採用する無線通信システムに本実施形態の基地局装置が適用された場合を考慮したものである。すなわち、FDD方式の場合には、上り回線と下り回線とは使用する周波数帯域が相違し異なる伝搬路特性となるため、双方の回線における伝搬路損失等を考慮する必要があるからである。従って、上り回線と下り回線とが同一の周波数帯域を使用するTDD(Time Division Duplex)方式を採用する無線通信システムに本実施形態の基地局装置が適用された場合には、上り回線と下り回線とは同一の伝搬路特性となるため、上り回線または下り回線のどちらか一方のSIR値を使用すれば足りる。

【0043】伝送レート制御部110は、伝送レート決定部109によって決定された伝送レート値に従って送信フレーム構成部111に対して伝送レートの制御を行う。

【0044】送信フレーム構成部111は、送信電力決定部105で決定された送信電力値および伝送レート決定部109で決定された伝送レート値を、制御チャネルを介して送信される制御データに重畳し、送信フレームを構成する。また、送信フレーム構成部111は、伝送

レート制御部110が制御する伝送レートで、通信チャネルを介して送信されるユーザデータを送信フレームに構成する。

【0045】符号化・変調部112は、フレーム構成された送信データを符号化し変調する。

【0046】一方、図2の移動局装置200において、共用器202は、送受信を1つのアンテナ201で行うための切り替え制御を行い、受信RF部203は、受信信号を増幅した後、受信信号の周波数を中間周波数またはベースバンド周波数に変換し、復調・復号部204は、中間周波数またはベースバンド周波数に変換された受信信号を復調・復号し受信データを得る。

【0047】送信電力制御部205は、基地局装置100から送信された制御データに重畳された送信電力値を検出し、その送信電力値に従って送信RF部206に対して送信電力制御を行う。

【0048】送信RF部206は、変調されたデータを、送信電力制御部205が制御する送信電力値に増幅し、共用器202およびアンテナ201を介して送信する。

【0049】SIR測定部207は、受信信号中の既知参照信号についてのSIRを測定する。

【0050】伝送レート制御部110は、基地局装置100から送信された制御データに重畳された伝送レート値を検出し、その伝送レート値に従って送信フレーム構成部209に対して伝送レートの制御を行う。

【0051】送信フレーム構成部209は、SIR測定部207で測定されたSIR値を制御データに重畳し、送信フレームを構成する。また、送信フレーム構成部209は、伝送レート制御部208が制御する伝送レートで、ユーザデータを送信フレームに構成する。

【0052】符号化・変調部210は、フレーム構成された送信データを符号化し変調する。

【0053】次に、上記構成を有する移動局装置および基地局装置の動作について図4を用いて説明する。図4は本発明の一実施形態に係る移動局装置および基地局装置の動作を説明するためのシーケンス図である。

【0054】まずタイミング401で、移動局装置200が発呼し、制御チャネルを介して呼続要求信号を基地局装置100へ送信すると、タイミング410で、基地局装置100において、呼続要求信号が受信され、復調・復号部104で復調・復号された呼続要求信号が、送信電力決定部105によって検出される。

【0055】次に、タイミング411で、基地局装置100において、送信電力決定部105によって送信電力値が決定される。決定された送信電力値は、送信電力制御部106と送信フレーム構成部111とへ出力される。そして、送信フレーム構成部111によって、制御データに送信電力値と既知参照データとが重畳され、送信フレームが構成される。その送信フレームは、符号化

・変調部112で符号化・変調され、送信RF部107で一定の送信電力および一定の伝送レートにされた後、共用器102およびアンテナ101を介して、移動局装置200へ制御チャネルを介して送信される。

【0056】次いで、タイミング402で、移動局装置200において、制御信号が受信される。移動局装置200においては、SIR測定部207によって、受信RF部203で中間周波数またはベースバンド周波数に変換された制御信号から既知参照信号が検出される。また、送信電力制御部205によって、復調・復号部204で復調、復号された制御信号から送信電力値が検出される。

【0057】次いで、タイミング403で、移動局装置200においては、下り回線の伝搬路損失を推定するために、SIR測定部207によって、既知参照信号のSIRが測定され、測定された下り回線のSIR値が送信フレーム構成部209へ出力される。そして、送信フレーム構成部209によって、制御データに下り回線のSIR値と既知参照データとが重畳され、送信フレームが構成される。その送信フレームは、符号化・変調部210で符号化・変調され、送信RF部206で一定の送信電力および一定の伝送レートにされた後、共用器202およびアンテナ201を介して、基地局装置100へ制御チャネルを介して送信される。

【0058】次いで、タイミング412で、基地局装置100において、制御信号が受信される。基地局装置100においては、上り回線の伝搬路損失を推定するために、SIR測定部108によって、受信RF部103で中間周波数またはベースバンド周波数に変換された制御信号から既知参照信号が検出され、既知参照信号のSIRが測定される。測定された上り回線のSIR値は、伝送レート決定部109へ出力される。また、伝送レート決定部109によって、復調・復号部104で復調、復号された制御信号から下り回線のSIR値が検出される。このようにして、基地局装置は上下回線おける伝搬路損失を的確に推定する。

【0059】次いで、タイミング413で、基地局装置100においては、伝送レート決定部109によって、タイミング411で決定された送信電力値と、タイミング412で測定、検出された下り回線のSIR値および上り回線のSIR値とから、伝送レート決定部109が有するテーブルに従って伝送レート値が決定される。決定された伝送レート値は、伝送レート制御部110と送信フレーム構成部111とへ出力される。そして、送信フレーム構成部111によって、制御データに伝送レート値が重畳され、送信フレームが構成される。その送信フレームは、タイミング411における動作と同一の動作によって、移動局装置100へ制御チャネルを介して送信される。なお、ここでは、本実施形態の移動局装置および基地局装置がFDD方式の通信システムに適用され

る場合を想定したため、下り回線のSIR値および上り回線のSIR値の双方を使用して伝送レート値を決定したが、本実施形態の移動局装置および基地局装置がTDD方式の通信システムに適用される場合には、下り回線のSIR値または上り回線のSIR値の一方を使用して伝送レート値を決定する構成としてもよい。

【0060】次いで、タイミング404で、移動局装置200において、制御信号が受信される。移動局装置200においては、伝送レート制御部208によって、復調・復号部204で復調、復号された制御信号から伝送レート値が検出される。これにより、移動局装置200が、ユーザデータを送信するときの送信電力値と伝送レート値を獲得したため、タイミング405以降で、この送信電力値とこの伝送レート値とに従ってユーザデータの通信が開始される。すなわち、移動局装置200において、ユーザデータは、伝送レート制御部208が制御する伝送レートで送信フレーム構成部209により送信フレームに構成され、符号化・変調部210へ出力される。符号化・変調部210によって符号化、変調された送信フレームは、送信RF部206によって、送信電力制御部205が制御する送信電力値に増幅され、共用器202およびアンテナ201を介して送信される。

【0061】一方、タイミング414以降で、基地局装置100においては、タイミング405以降の移動局装置200の動作と同様の動作にて、ユーザデータが送信される。すなわち、基地局装置100において、ユーザデータは、伝送レート制御部110が制御する伝送レートで送信フレーム構成部111により送信フレームに構成され、符号化・変調部112へ出力される。符号化・変調部112によって符号化、変調された送信フレームは、送信RF部107によって、送信電力制御部106が制御する送信電力値に増幅され、共用器102およびアンテナ101を介して送信される。

【0062】以上のようにして、基地局装置100において決定された送信電力値および伝送レート値によって、基地局装置100-移動局装置200間の通信が行われる。

【0063】なお、本実施形態においては、移動局装置200から発呼した場合を例示して説明したが、移動局装置200に着信があった場合にも、上記同様の動作にて、送信電力の決定、SIRの測定および伝送レートの決定を行うことができる。

【0064】また、本実施形態においては、決定された伝送レートは上限の伝送レートであるため、決定された伝送レート以下の伝送レートを使用して通信を行うことも可能である。

【0065】また、本実施形態においては、既知参照信号のSIRを測定し伝搬路損失を推定する構成としたが、送信側において、送信電力値を受信側へ送信し、受信側において、送信された送信電力値と実際の受信電力

値とを比較することによって伝搬路損失を推定する構成としてもよい。このような構成とすることによって、送信側から受信側へ向かう回線における伝搬路損失を的確に推定できる。

【0066】また、本実施形態においては、移動局装置が静止状態等にあり伝送レートを適応的に変化させる必要のない場合を想定し、その場合に伝送レート値決定のための処理の負荷を軽減するためにユーザデータの通信開始前に伝送レートを決定し、固定の伝送レートを使用しユーザデータの通信を行う構成としたが、ユーザデータの通信中に伝送レートを適応的に可変とする構成としてもよい。すなわち、基地局装置100および移動局装置200はユーザデータの通信開始後も適宜SIRを測定し、基地局装置100の伝送レート決定部109が、測定されたSIRに従ってその都度テーブルを参照して、伝送レートを決定する構成としてもよい。さらに、この場合、任意の一定時間のSIRの平均値や任意の一定時間のSIRの変動に基づいて、伝送レートを決定する構成としてもよい。SIRの平均値に基づくことにより、距離特性やシャドウイング特性を考慮して伝送レートを決定することができ、また、SIRの変動に基づくことにより、移動局装置の移動方向や移動速度を考慮して伝送レートを決定することができる。

【0067】また、本実施形態においては、基地局装置が伝搬路損失を推定する構成としたが、移動局装置が伝搬路損失を推定する構成としてもよい。

【0068】このように、本実施形態に係る基地局装置、移動局装置および無線通信方法によれば、まず初めに他局間の通信に対して干渉とならないような送信電力値を決定し、決定した送信電力値と測定したSIR値とから伝送レート値の上限を決定する。すなわち、本実施形態に係る基地局装置、移動局装置および無線通信方法によれば、通信品質が悪化した場合には、送信電力値を

大きくするのではなく、決定した送信電力値を一定に保ったまま伝送レートを下げることにより所望の通信品質を満たすような制御を行い、また、各移動局が要求する伝送レートに従って送信電力値を決定するのではなく、決定された送信電力値において所望の通信品質を満たすような伝送レートを決定する。このため、他局間に干渉を与えることなく所望通信品質を満たす伝送レート値によって通信を行うことができる。

【0069】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、サービスエリア全体の回線容量を考慮し、伝搬路損失に応じて所望の通信品質を満たす伝送レートにて無線通信を行うことができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施の形態に係る基地局装置の概略構成を示す要部ブロック図

【図2】本発明の一実施の形態に係る移動局装置の概略構成を示す要部ブロック図

【図3】本発明の一実施の形態に係る基地局装置が有する伝送レート決定テーブル

【図4】本発明の一実施の形態に係る移動局装置および基地局装置の動作を説明するためのシーケンス図

【符号の説明】

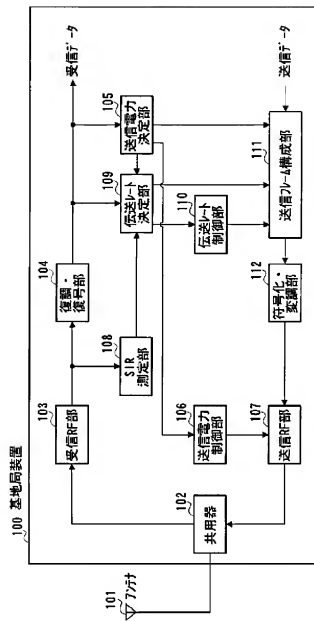
- 100 基地局装置
- 105 送信電力決定部
- 106 送信電力制御部
- 108 SIR測定部
- 109 伝送レート決定部
- 110 伝送レート制御部
- 200 移動局装置
- 205 送信電力制御部
- 207 SIR測定部
- 208 伝送レート制御部

【図3】

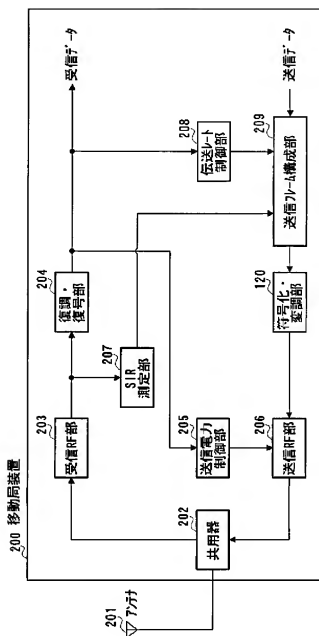
伝送レート決定テーブル

伝送レート値 [bps]			
送信電力値 [dBm] SIR値 [dBμ]	+10未満	+10以上 ~+21未満	+21以上
+10未満	8k	32k	384k
+10以上 ~+21未満	32k	384k	1M
+21以上	384k	1M	2M

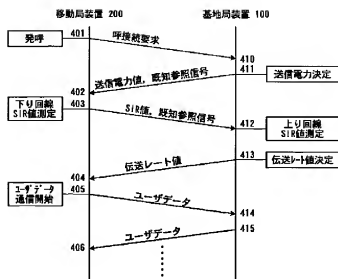
【図 1】



【図2】



【図 4】



フロントページの続き

(72)発明者 加藤 修  
 神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1  
 号 松下通信工業株式会社内

Fターム(参考) 5K042 AA06 BA05 CA02 CA13 DA04  
 DA16 EA01 EA07 FA11 JA01  
 5K067 AA03 AA33 BB21 DD11 DD43  
 DD44 DD51 EE02 EE10 FF02  
 GG08 GG09 HH23 KK15



**JP2001086045A IMPROVING METHOD FOR TRANSMITTING DIVERSITY**

**Bibliography**

**DWPI Title**

Downlink transmit diversity e.g. for CDMA/TDMA wireless communications, in which transmit diversity is improved by using both coding and carrier frequency orthogonality

**Original Title**

IMPROVING METHOD FOR TRANSMITTING DIVERSITY

**Assignee/Applicant**

Standardized: **LUCENT TECHNOLOGIES INC**

Original: LUCENT TECHNOLOG INC

**Inventor**

LI QUINN; NAREPURI S RAMESHU

**Publication Date (Kind Code)**

2001-03-30 (A)

**Application Number / Date**

JP2000239398A / 2000-08-08

**Priority Number / Date / Country**

US1999375598A / 1999-08-17 / US

JP2000239398A / 2000-08-08 / JP

**Abstract**

**Abstract**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To improve the transmitting diversity of wireless communication by using the orthogonality of both encoding and carrier frequency.

**SOLUTION:** A demultiplexer 84 divides the input data received from an interleaver 82 into parallel channel paths of six pieces of output 86, 88, 90, 92, 94 and 96 and sends them to multipliers 98, 100, 102, 104, 106 and 108 respectively. The multipliers 89, 102 and 106 encode the received outputs by means of a Walsh code Wn1, and the multipliers 100, 104 and 108 encode the received outputs by means of a Walsh code Wn2 that is orthogonal to the code Wn1. The output 110, 112 and 114 and 116, 118 and 120 are sent to the multipliers 130, 132, 134, 136, 138 and 140 respectively as orthogonal data. The signal paths are encoded by a pseudo random code that is used for the CDMA communication and sent to the RF sections 154-164, and the carriers of frequency f1, f2 and f3 are modulated by the orthogonal pairs of data respectively. Then the in-phase data are added together by adders 180 and 184 and transmitted with diversity via antennas 182 and 186.

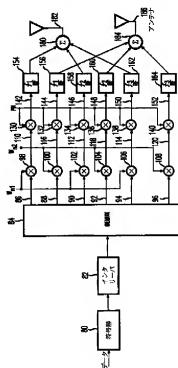
(51) Int.Cl. <sup>7</sup> H 0 4 B 7/06 7/02  7/12 H 0 4 J 11/00	識別記号	F I H 0 4 B 7/06 7/02  7/12 H 0 4 J 11/00	テーマコード (参考)  C Z  Z
審査請求		未請求	請求項の数12 O L (全 6 頁) 最終頁に続く
(21) 出願番号	特願2000-239398(P2000-239398)		
(22) 出願日	平成12年8月8日(2000.8.8)		
(31) 優先権主張番号	09/375598		
(32) 優先日	平成11年8月17日(1999.8.17)		
(33) 優先権主張国	米国 (US)		
(71) 出願人	596077259		
	ルーセント テクノロジーズ インコーポレイテッド		
	Lucent Technologies Inc.		
	アメリカ合衆国 07974 ニュージャージー、マレーヒル、マウンテン アベニュー		
	600-700		
(74) 代理人	100081053		
	弁理士 三橋 弘文		
	最終頁に続く		

## (54) 【発明の名称】 送信ダイバーシチの改善方法

## (57) 【要約】

【課題】 送信ダイバーシチを改善するために、複数のタイプの直交性を有するワイヤレス通信のための送信機を実現する。

【解決手段】 送信ダイバーシチは、符号化およびキャリア周波数の両方の直交性を使用することにより改善される。送信されるべきデータは、4個の並列チャネルに分けられる。そのうちの2個のチャネルは第1キャリア信号で送信され、残りの2個のチャネルは第2キャリア信号で送信される。同じキャリア信号で送信されるチャネルには、受信機で分離されるように、直交符号が与えられる。相異なるキャリア信号で送信されるチャネルは、同一の直交符号で符号化されることが可能である。変調されたキャリア信号は、各キャリアごとに1つのアンテナを用いて、少なくとも2個のアンテナを用いて送信される。各アンテナで両方のキャリアを送信することも可能である。



#### 【特許請求の範囲】

【請求項1】 通信信号を少なくとも3個の並列通信チャネルに分離化するステップと、

前記少なくとも3個の並列通信チャネルのうちの少なくとも2個を含む第1通信チャネル群内のチャネル間に、第1のタイプの直交性を与えるステップと、  
前記第1通信チャネル群と、前記少なくとも3個の並列通信チャネルのうちの少なくとも1つの残りの並列通信チャネルを含む第2通信チャネル群との間に、第2のタイプの直交性を与えるステップとを有することを特徴とする、送信ダイバーシチの改善方法。

【請求項2】 前記第2通信チャネル群内のチャネル間に前記第1のタイプの直交性を与えるステップをさらに有することを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項3】 前記第1のタイプの直交性は周波数直交性であることを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項4】 前記第2のタイプの直交性は符号直交性であることを特徴とする請求項3に記載の方法。

【請求項5】 前記第1のタイプの直交性は周波数直交性であることを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項6】 前記第2のタイプの直交性は時間直交性であることを特徴とする請求項5に記載の方法。

【請求項7】 前記第1のタイプの直交性は符号直交性であることを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項8】 前記第2のタイプの直交性は時間直交性であることを特徴とする請求項7に記載の方法。

【請求項9】 通信信号を少なくとも3個の並列通信チャネルに分離化するステップと、

前記少なくとも3個の並列通信チャネルのそれぞれを符号化するステップと、

第1キャリア周波数を有するキャリア信号により前記少なくとも3個の並列通信チャネルのうちの少なくとも2個の通信チャネルを送信するステップと、

第2キャリア周波数を有するキャリア信号により前記少なくとも3個の並列通信チャネルのうちの少なくとも1つの残りの並列通信チャネルを送信するステップとを有する、送信ダイバーシチの改善方法において、  
前記第1キャリア周波数を有するキャリア信号により送信される通信チャネルは異なる直交符号を用いて符号化されることを特徴とする、送信ダイバーシチの改善方法。

【請求項10】 前記直交符号はウォルシュ符号であることを特徴とする請求項9に記載の方法。

【請求項11】 前記第2キャリア周波数を有するキャリア信号により送信される通信チャネルは、前記第1キャリア周波数を有するキャリア信号により送信される通信チャネルのうちの少なくとも1つを符号化するために使用された符号を使用することを特徴とする請求項9に記載の方法。

$$W_n = 1, 1, -1, -1 \quad (3)$$

【請求項12】 前記第2キャリア周波数を有するキャリア信号により送信される通信チャネルは、前記第1キャリア周波数を有するキャリア信号により送信される通信チャネルのうちの少なくとも1つを符号化するために使用された符号とは異なる符号を使用することを特徴とする請求項9に記載の方法。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、ワイヤレス通信に関し、特に、送信ダイバーシチを提供する方法に関する。

##### 【0002】

【従来の技術】 送信および受信ダイバーシチはいずれもチャネルフェージングに対処するために使用される。受信機の場合、ダイバーシチは、一度に一方のアンテナのみがフェージング信号を受けるように十分な距離だけ間隔を置いた2つのアンテナを使用することによって提供される。同様に、送信ダイバーシチは、すべてのアンテナからの信号が受信機で同時にフェージングを受ける可能性が小さくなるように、十分な距離だけ離れた複数のアンテナを使用して提供される。

【0003】 図1に、送信ダイバーシチを提供する従来のCDMA（符号分割多元接続）送信機を示す。符号器10は、送信すべきデータを受け取り、誤り訂正・検出符号化のような符号化を加える。次に、データはインタリーブ12に送られる。インタリーブ12は、連続するビットの損失が、それらのビットが受信機で並べ替えられるときに時間的に拡散するように、データを並べ替える。インタリーブ12の出力は、デマルチプレクサ（DEMUX）14に送られる。デマルチプレクサ14は、データを2つの並列パスに分割し、これらは乗算器16および18に送られる。乗算器16および18は、ウォルシュ符号 $W_{n1}$ および $W_{n2}$ のような直交符号を用いてデータを符号化する。注意すべき点であるが、デマルチプレクサ14を通ることにより、データレートは半分に減少している。また、1つのCDMAチャネルは通常、ウォルシュ符号 $W_n$ のような単一のウォルシュ符号を使用することにも注意すべきである。データレートが半分に減少しているため、ウォルシュ符号 $W_n$ は、2つの長い直交ウォルシュ符号 $W_{n1}$ および $W_{n2}$ に分けることが可能である。式1および2は、長いウォルシュ符号 $W_{n1}$ および $W_{n2}$ と短いウォルシュ符号 $W_n$ の間の関係を例示する。

$$W_{n1} = [W_n, W_n] \quad (1)$$

$$W_{n2} = [W_n, -W_n] \quad (2)$$

【0005】 単一のウォルシュ符号から2つの長いウォルシュ符号を生成する例を、式3、4および5に示す。

##### 【0006】

$$W_{n1}=1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, -1 \quad (4)$$

$$W_{n2}=1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, 1 \quad (5)$$

【0007】式3は、単純な4ビットウォルシュ符号を例示し、式4および5はそれぞれ、長いウォルシュ符号 $W_{n1}$ および $W_{n2}$ を例示する。理解されるように、ウォルシュ符号 $W_{n1}$ は、ウォルシュ符号 $W_n$ を単に2個繰り返したものであり、ウォルシュ符号 $W_{n2}$ は、ウォルシュ符号 $W_n$ の後に、ウォルシュ符号 $W_n$ の-1倍を続けたものである。

【0008】図1に戻って、乗算器20および22が各データバスに擬似ランダム符号をかけた後、データはRFセクション24および26に送られる。RFセクションは、キャリア周波数 $f_c$ を有するキャリア信号を符号化データで変調し、アンテナ28および30による送信の前に十分な増幅を行うような機能を実行する。注意すべき点であるが、図1のシステムは、2つのアンテナを通じて同じ周波数で送信を行う2つのバスにデータを分けることによって送信ダイバーシチを提供しているが、データを符号化するために異なるウォルシュ符号を使用することにより2つのバスは直交関係を維持している。

【0009】図2に、送信ダイバーシチを提供する第2のCDMA送信機を示す。図1と同様に、データは、デマルチプレクサ1に送られる前に、符号器10およびインタリバー12によって処理される。デマルチプレクサ40は、データを3つの並列バスに分割し、これらは乗算器42、44および46に送られる。各乗算器は、ウォルシュ符号 $W_n$ を用いてデータを符号化する。乗算器42、44および46からのデータはそれぞれ、乗算器48、50および52に送られ、そこでデータはさらに擬似ランダム符号で符号化される。乗算器48からのデータはRFセクション54に送られる。RFセクション54は、周波数 $f_1$ を有するキャリア上にデータを変調する。乗算器50からのデータはRFセクション56に送られる。RFセクション56は、周波数 $f_2$ を有するキャリア上にデータを変調する。乗算器52からのデータはRFセクション58に送られる。RFセクション58は、周波数 $f_3$ を有するキャリア上にデータを変調する。これらのRFセクションの出力は、アンテナ60、62および64に送られる。この場合、3つのアンテナを用いて送信ダイバーシチが提供され、異なるキャリア周波数の使用により、3つのチャネルの直交性が提供される。

#### 【0010】

【発明が解決しようとする課題】本発明は、送信ダイバーシチを改善するために、複数のタイプの直交性を有するワイヤレス通信のための送信機を実現する。

#### 【0011】

【課題を解決するための手段】送信ダイバーシチは、符号化およびキャリア周波数の両方の直交性を使用するこ

とにより改善される。送信されるべきデータは、4個の並列チャネルに分けられる。そのうちの2個のチャネルは第1キャリア信号で送信され、残りの2個のチャネルは第2キャリア信号で送信される。同じキャリア信号で送信されるチャネルには、受信機で分離されるように、直交符号が与えられる。相異なるキャリア信号で送信されるチャネルは、同一の直交符号で符号化されることが可能である。変調されたキャリア信号は、各キャリアごとに1つのアンテナを用いて、少なくとも2個のアンテナを用いて送信される。注意すべき点であるが、各アンテナで両方のキャリアを送信することも可能である。

#### 【0012】

【発明の実施の形態】図3に、複数のタイプの直交性を有するCDMA送信機を示す。符号器80は、データを受け取り、インタリバー82に送る。符号器80およびインタリバー82は、従来技術の符号器10およびインタリバー12と同様である。デマルチプレクサ84は、インタリバー82からのデータを、時間的に揃った（時間整列した）6個の並列チャネルバスに分ける。デマルチプレクサ84は、信号バスを時間整列するスイッチおよびバッファを用いて製造することが可能である。また、時間整列（タイムアライメント）バッファなしでデマルチプレクサ84を製造することも可能である。しかし、この場合、信号バスは時間整列しないことになる。デマルチプレクサ84の出力86、88、90、92、94および96はそれぞれ、乗算器98、100、102、104、106および108に送られる。乗算器98～108は、ウォルシュ符号のような直交符号を用いてデータを符号化するために使用される。乗算器98、102および106は、ウォルシュ符号 $W_{n1}$ を用いてデータを符号化し、乗算器100、104および108は、ウォルシュ符号 $W_{n2}$ を用いてデータを符号化する。ウォルシュ符号 $W_{n1}$ と $W_{n2}$ は互いに直交する。これにより、乗算器出力110、112および114は同じウォルシュ符号で符号化され、異なるウォルシュ符号で符号化された出力116、118および120に直交することになる。出力110～120は、乗算器130、132、134、136、138および140に送られ、これらの乗算器は、各信号バスを、CDMA送信機により使用される擬似ランダム符号で符号化する。擬似ランダム符号で符号化された後、乗算器出力142、144、146、148、150および152はそれぞれ、RFセクション154、156、148、160、162および164に送られる。RFセクション154および156はそれぞれ、周波数 $f_1$ を有するキャリアを乗算器出力142および144で変調する。RFセクション158および160はそれぞれ、周波数 $f_2$ を有するキャリアを乗算器出力146および148で変調する

る。RFセクション162および164はそれぞれ、周波数 $f_0$ を有するキャリアを乗算器出力150および152で変調する。RFセクション154、158および162の出力は、アンテナ182を通じて送信するために加算器180に送られる。RFセクション156、160および164の出力は、アンテナ186を通じて送信するために加算器184に送られる。

【0013】注意すべき点であるが、RFセクションの出力は、2つの異なるアンテナを通じて送信される単一の和を形成するように使用されることも可能であり、また、各RFセクションの出力が、異なるアンテナを通じて送信されることも可能である。また、各アンテナが相異なるキャリア周波数の信号を送信するために使用されるように、3個のアンテナを使用することも可能である。

【0014】注意すべき点であるが、図3のシステムは、2つのタイプの直交性を含む。相異なるキャリア周波数が第1のタイプの直交性を提供し、信号が1つのキャリア周波数を共有するときには、相異なる直交符号が第2のタイプの直交性を提供する。注意すべき点であるが、ウォルシュ符号以外の直交符号も使用可能である。また、注意すべき点であるが、信号が1つのキャリア周波数を共有するときには相異なる直交符号を使用すべきである。しかし、信号が1つのキャリア周波数を共有しないときには、それらのチャネルに、同じ直交符号を使用することも、相異なる直交符号を使用することも可能である。

【0015】注意すべき点であるが、相異なるキャリア周波数を使用するチャネルが直交符号を再使用しない場合、2つのレベルの直交性が提供される。例えば、キャリア周波数 $f_1$ 上の2つのチャネルはウォルシュ符号 $W_{1n}$ および $W_{2n}$ を使用し、キャリア周波数 $f_2$ 上の2つのチャネルはウォルシュ符号 $W_{1m}$ および $W_{2m}$ を使用する。また、例えば時間直交性（すなわち、相異なるタイムスロット）を用いて、他のタイプあるいはレベルの直交性を追加することも可能である。

【0016】図3は、時間ダイバーシチを改善するために、1つの通信チャネルを6個の直交チャネルに分割するシステムを例示している。注意すべき点であるが、複数のタイプの直交性を維持しながら、6個より多い、または少ない、チャネルを使用することが可能である。例えば、相異なる直交符号を有する同じキャリアで2個のチャネルを送信する一方、別の周波数を有するキャリアで第3のチャネルを送信することによって、3個のチャネルが複数のタイプの直交性を有することが可能である。この場合、最初の2個のチャネルによって使用される直交符号のうちの一方が、第3のチャネルによって再

使用されることも可能である。

【0017】また、複数のタイプの直交性をCDMAシステム以外のワイヤレス通信システムに適用して、送信ダイバーシチを改善することも可能である。例えば、TDMA（時分割多元接続）型のシステムでは、相異なるキャリア周波数、相異なるタイムスロットあるいは相異なる符号が、通信信号を分離化することによって形成される並列チャネルどうしの間に直交性を提供するために使用可能である。

【0018】

【発明の効果】以上述べたごとく、本発明によれば、送信ダイバーシチを改善するために、複数のタイプの直交性を有するワイヤレス通信のための送信機が実現される。

【図面の簡単な説明】

【図1】送信ダイバーシチを有する従来のCDMA送信機の図である。

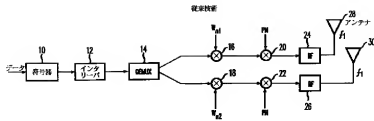
【図2】送信ダイバーシチを有するもう1つの従来のCDMA送信機の図である。

【図3】複数のタイプの直交性を有するCDMA送信機の図である。

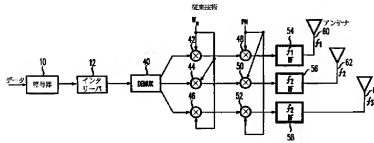
【符号の説明】

10 符号器  
12 インタリーバ  
14 デマルチプレクサ (DEMUX)  
16~22 乗算器  
24 RFセクション  
26 RFセクション  
28 アンテナ  
30 アンテナ  
40 デマルチプレクサ  
42~52 乗算器  
54~58 RFセクション  
60~64 アンテナ  
80 符号器  
82 インタリーバ  
84 デマルチプレクサ  
86~96 出力  
98~108 乗算器  
110~120 乗算器出力  
130~140 乗算器  
142~152 乗算器出力  
154~164 RFセクション  
180 加算器  
182 アンテナ  
184 加算器  
186 アンテナ

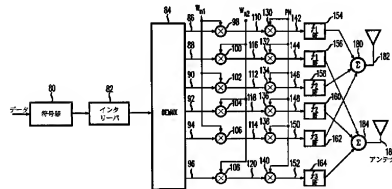
【図 1】



【図 2】



【図 3】



フロントページの続き

(51) Int. Cl. <sup>7</sup>

H 0 4 B 1/707

識別記号

F I

H 0 4 J 13/00

テーマコード (参考)

D

(71) 出願人 596077259

600 Mountain Avenue,  
Murray Hill, New Je  
rsey 07974-0636 U. S. A.

(72) 発明者 クイン リ

アメリカ合衆国、07940 ニュージャージー  
ー、マディソン、ハミルトン ストリート  
23

(72)発明者 ナレビリ エス、ラメシュ  
アメリカ合衆国、07974 ニュージャージー  
ー、ニュープロビデンス、ブリムローズ  
ドライブ 70